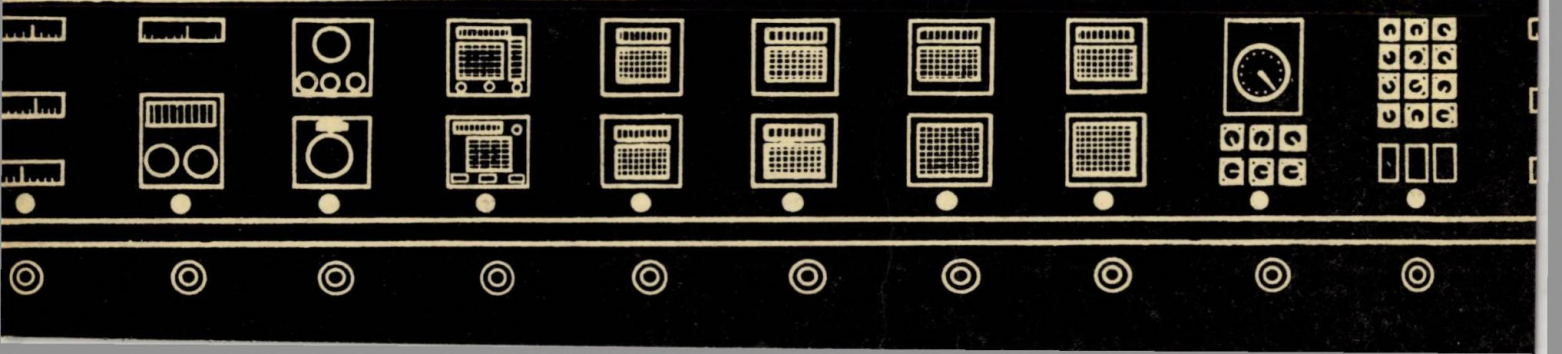
E 2551

AUTOMATICA SI ELECTRONICA

04/2
46 1658
3E

1

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 16 ● Nr. 1 ● IANUARIE — FEBRUARIE 1972



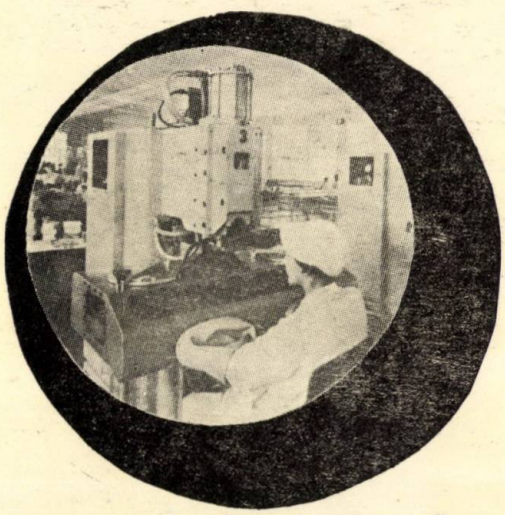
T.P.R.S. Băneasa

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
Telefon 33.38.30 Telex 011.203 Serv. Desfacere 33.53.17

TRANZISTOARE
- de joasă frecvenţă
- de înaltă frecvenţă şi comutaţie
- de putere

DIODE
- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- redresoare pentru curenţi mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE



REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE
- ceramice

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

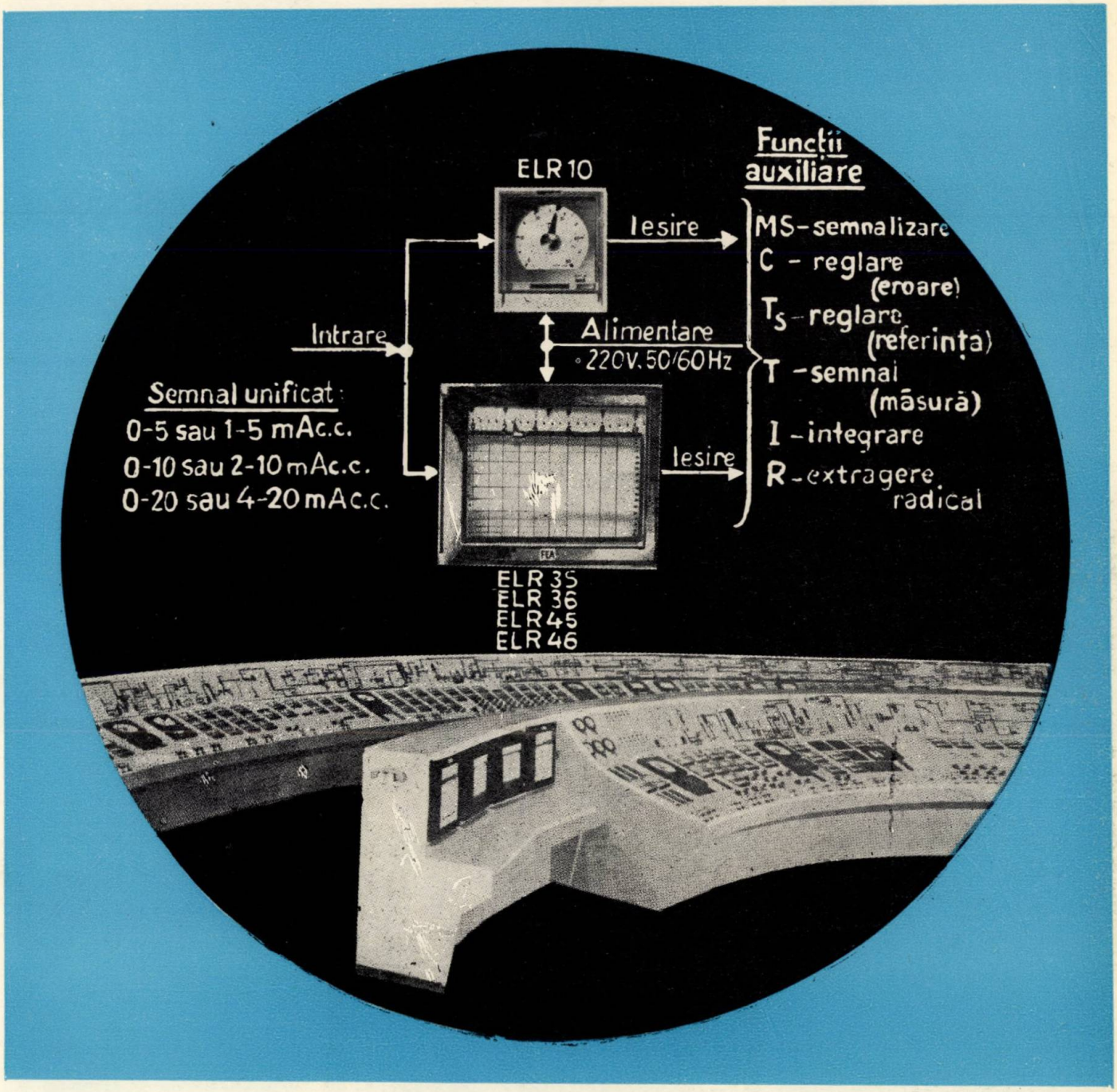
CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

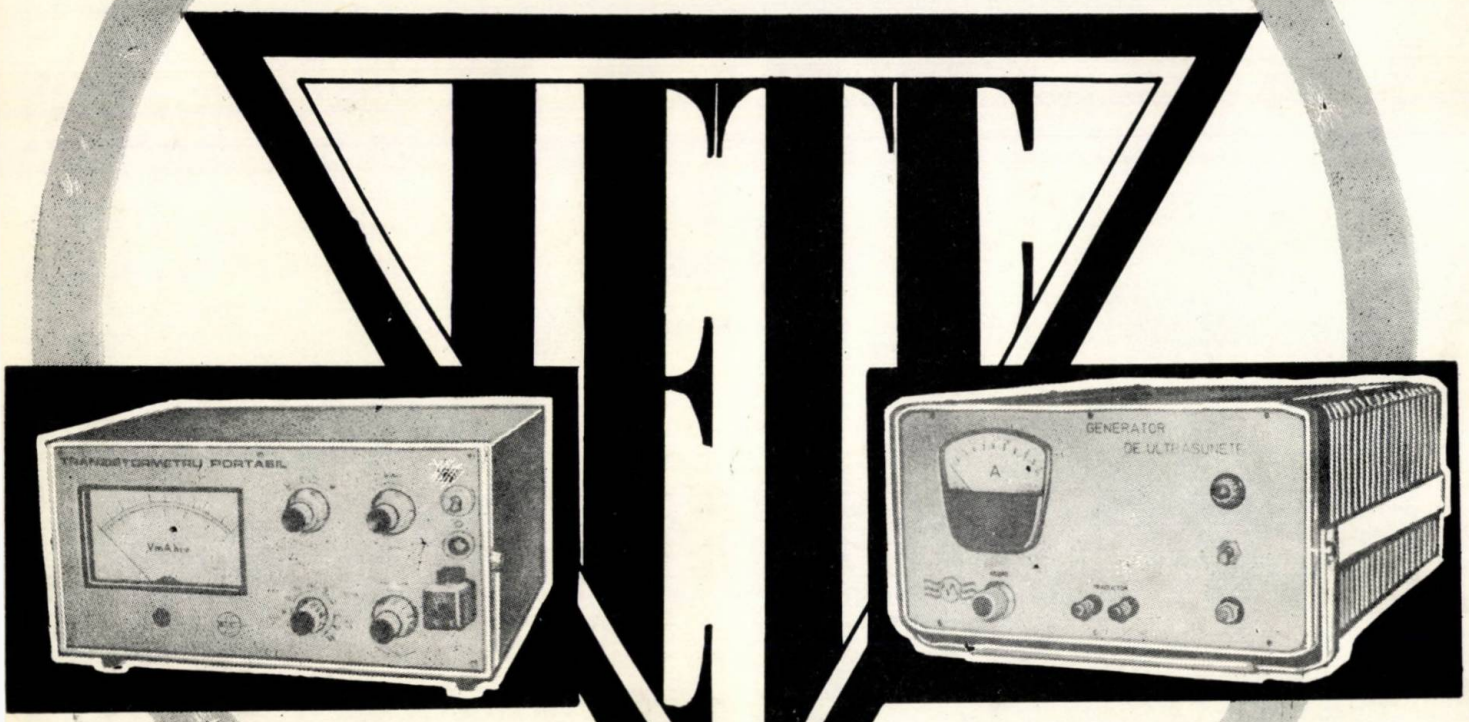
INREGISTRATOARE-INDICATOARE



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ȘI TEHNICĂ DE CALCUL

— București, Bdul Kalinin nr. 18, sector 1, telefon 33.61.91 —

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.

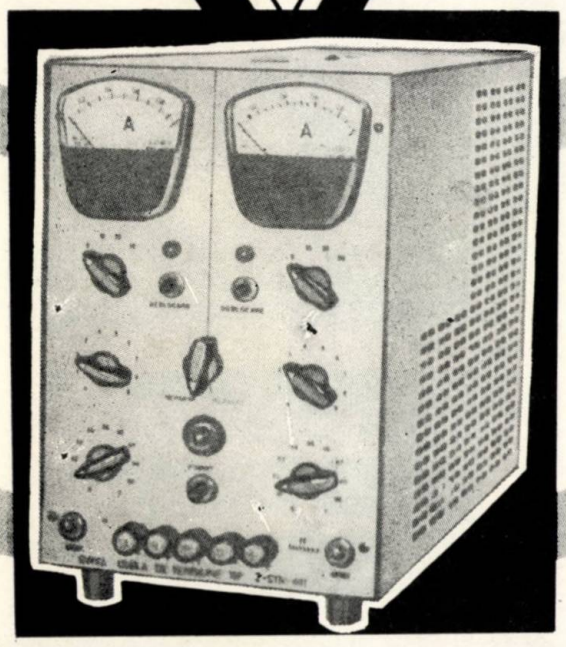


TRANZISTORMETRU TIP E 0702

- **Măsurarea tranzistoarelor P.N.P. și N.P.N.**
- **Măsurarea diodelor Zener, punctiforme și cu joncțiune**
- **Parametrii măsurați: U_{CE}, I_C, I_B, I_{CBO}, h_{21e}**

GENERATOR DE ULTRASUNETE TIP I 4701

- **Traductor magnetostrictiv**
- **Frecvența de rezonanță a traductorului: 21 kHz**
- **Capacitatea cuvei de spălare: 1,2 l**
- **Dimensiunile pieselor de spălat: 0,5 ... 3 cm**



SURSĂ DE TENSIUNE CONTINUĂ TIP I 4102

- **Tensiune de alimentare: 220 V ± 10% (50 Hz)**
- **Tensiune de ieșire: 2 x (0 ... 40 V) reglabilă în trepte de 0,1 V (1 V) 10 V**
- **Curent de ieșire: 2 x (0 ... 1 A)**

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale – FEMI – București, sectorul 2, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9–11, telefon 33.78.14

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XVI (pag. 1 — 40) nr. 1, ianuarie — februarie Bucureşti, 1972

Ing. MARIO DUMA

Sistemul telemecanic de uz larg industrial. Concepţia de ansamblu

Prin elaborarea sistemului telemecanic de uz larg industrial s-a urmărit să se satisfacă necesităţile economiei naţionale în echipamente de telemecanică, diversificate şi specializate în funcţie de condiţiile concrete ale diferiţilor utilizatori, pe baza unei lucrări de cercetare şi a unei fabricaţii unitare [2, 3].

Pentru industria constructoare de maşini, realizarea unui sistem de uz larg, în locul unei succesiuni de elaborări şi asimilări de echipamente pur specializate, prezintă avantajele cunoscute ale tipizării, măririi loturilor de fabricaţie, economiei de forţe, reducerii cheltuielilor de cercetare, proiectare şi asimilare, lărgirii posibilităţilor de desfacere.

Pentru utilizatori, rezolvarea necesităţilor prin echipamente care, deşi specializate ca mod de funcţionare, funcţiuni, performanţe, capacitate etc., sînt realizate pe baza unui sistem unitar de soluţii tipizate, prezintă avantajele reducerii esenţiale a termenelor de satisfacere a noilor cereri, inclusiv a modificărilor de cerinţe pe parcurs, eliminării dificultăţilor legate de finanţarea unor cercetări specifice ample pentru aparatură, ameliorării condiţiilor de întreţinere, de asigurare a pieselor şi subansamblelor de schimb etc.

Concentrarea eforturilor de cercetare şi asimilare într-o acţiune unitară creează condiţii pentru realizarea unor soluţii tehnice cu performanţe tehnico-economice superioare, ceea ce corespunde atît intereselor producătorului, cît şi ale utilizatorilor.

Desigur, nu s-a urmărit universalitatea, pentru un număr de aplicaţii cu caracteristici aparte admiţîndu-se în continuare ipoteza unor soluţii speciale.

Elaborarea unui sistem de telemecanică de uz larg industrial a fost abordată în baza experienţei acumulate prin conceperea şi realizarea unei varietăţi de echipamente de telemecanică pentru diferite aplicaţii, cuprinzînd o sferă largă de soluţii telemecanice diferite.

Elaborarea sistemului a coincis cu tendinţele manifestate în tehnica mondială unde, în ultimul deceniu şi în special în ultimul cincinal, soluţiile tehnice ale echipamentelor de telemecanică oferite şi-au pierdut treptat caracterul specializat în favoarea unei accentuări progresive a versatilităţii. Aplicaţii majore ale telemecanicii în domenii tehnologice profund diferite au fost realizate în măsură crescîndă prin variante adecvate ale unor soluţii tehnice unitare.

Metoda de cercetare

Adoptarea soluţiilor tehnice în cadrul sistemului telemecanic de uz larg a constituit rezultatul unei abordări multilaterale a problemei.

Astfel, în primul rînd, sistemul a fost conceput luînd la bază două surse complementare de orientare, şi anume perspectiva utilizărilor şi perspectiva de dezvoltare a telemecanicii însăşi. Au fost deci examinate :

— condiţiile tehnice specifice impuse de aplicaţiile prezumate, procedîndu-se la sistematizarea, tipizarea, ierarhizarea acestor condiţii şi a modalităţilor de a le satisface ;

— soluţiile telemecanice posibile, de ansamblu şi de detaliu, procedîndu-se la sistematizarea, selectarea şi unificarea soluţiilor prin prisma perspectivelor de utilizare, a maleabilităţii oferite, a posibilităţilor de combinare şi ierarhizare a soluţiilor.

În al doilea rînd, pentru o dimensionare şi utilizare eficientă a efortului de cercetare şi totodată pentru o verificare permanentă şi corectare pe parcurs a soluţiilor, elaborarea a fost desfăşurată în paralel la două nivele de detaliere :

— elaborarea structurală şi funcţională a ansamblului soluţiilor sistemului preconizat ;

— elaborarea de echipamente concrete destinate unor aplicaţii contractate, cu detalierea corespunzătoare a soluţiilor necesare din cadrul sistemului de uz larg. Elaborarea blocurilor astfel detaliate a fost efectuată cu respectarea condiţiilor impuse de apartenenţa la sistem — modularitate, variante, interfeţe etc. Principalul echipament, care a fost elaborat simultan cu conceperea sistemului şi care a îndeplinit rolul menţionat de concretizare şi verificare a soluţiilor generale, a fost echipamentul pentru dispecerizarea energetică a tracţiunii feroviare electrificate [18]. De asemenea au mai fost efectuate elaborări referitoare la conducte de transport de ţiţei şi gaze, irigaţii şi alte obiective.

În sfîrşit, activitatea tehnică de elaborare propriu-zisă a fost conjugată cu o activitate de cercetare teoretică, orientată în special spre problemele de analiză a procedeelor de protejare la perturbaţii şi spre unele probleme de structură şi organizare, avînd ca obiectiv elaborarea de criterii de alegere a soluţiilor, metode de dimensionare, metode de calcul al influenţei soluţiilor asupra nivelului performanţelor, stabilirea posibilităţilor şi domeniilor de utilizare eficientă a unor noi soluţii etc. [5, 6, 7, 10, 13, 15, 19, 20].

Domeniile de aplicare

În urma analizelor efectuate [3, 5], sistemul a fost orientat spre a putea satisface în principal domenii ca energetica (exclusiv, de exemplu, telecomenzile centralizate prin injecţie în reţelele de distribuţie), transportul feroviar (dispecerat energetic de tracţiune, dispecerat de circulaţie), radioreleele, petrol-gaze (cîmpuri de extracţie, conducte magistrale de transport), sistemele de irigaţii, dispeceratul energetic în mari combinate, reţelele orăşeneşti de distribuţie de apă, gaze etc.

Analiza comparativă efectuată asupra caracteristicilor tehnice care trebuie realizate în diferite domenii de aplicare a condus la următoarele constatări:

— cu rare excepţii, fiecare dintre caracteristicile tehnice prezintă similitudini, mergînd pînă la identităţi, în mai multe aplicaţii diferite;

— nu există două aplicaţii diferite care să fie caracterizate prin combinaţii identice ale tuturor caracteristicilor examinate.

Trebuie consemnată o anumită incertitudine în precizarea condiţiilor tehnice pe domenii de aplicare, cauzată, într-o serie de cazuri, de evoluţia tehnică rapidă a însăşi tehnologiei şi utilajelor tehnologice de bază, de evoluţia sistemelor informaţionale aferente, de insuficienta cunoaştere a anumitor caracteristici statistice ale parametrilor care caracterizează procesele telemecanizate, de variaţii în dimensionarea investiţiilor planificate, de modificări de caracteristici de la obiectiv la obiectiv în cadrul aceluiaşi domeniu etc. A rezultat necesitatea ca sistemul telemecanic de uz larg să poată oferi o varietate de soluţii şi caracteristici esenţial mai largă decît cea care ar fi putut rezulta din simpla însumare a condiţiilor tehnice pe domenii, stabilite la un moment dat. Aceasta cu atît mai mult cu cît variaţii pur cantitative la nivelul unor condiţii tehnice pot avea consecinţe de ordin structural şi funcţional în soluţia tehnică a echipamentului.

Tendinţe în soluţiile telemecanicc

Acţiunea de unificare şi sistematizare, specifică unui sistem de uz larg, a fost efectuată simultan cu (şi bazată pe) promovarea următoarelor orientări de principiu referitoare la soluţiile tehnice telemecanice [3, 4, 5]:

— posibilitatea de concentrare în echipamente unice a tuturor funcţiunilor telemecanice — telesemnalizare, telemăsură, telecomandă, telereglare (echipamente multifuncţionale);

— posibilitatea de concentrare în echipamente de dispecer unice a atribuţiilor aferente ansamblului de posturi controlate (echipamente de tip centralizat), pentru diferite configuraţii ale canalelor — radială, liniară, arborescentă;

— în baza celor de mai sus, posibilitatea de realizare de către echipamentele telemecanice a unor operaţii ca sesizarea depăşirii de limite, înregistrarea cronologică de evenimente, protocolarea (în clar sau pe bandă perforată) etc.;

— posibilitatea de utilizare a unor procedee avansate pentru asigurarea unor performanţe ridicate — protejare, precizie, rapiditate, disponibilitate — incluzînd procedee de detecţie şi corecţie a erorilor, funcţionare cu viteze de transmitere ridicate, rezervare, supraveghere automată de circuite, priorităţi diferenţiate de servire etc.;

— pentru realizarea tuturor celor de mai sus — nivele ridicate de automatizare a formării şi transferului mesajelor, procedee adecvate de automatizare a funcţionării unor ansamble teleinformaţionale complexe;

— simplificarea constructivă în primul rînd a echipamentelor de la posturile controlate, fie şi cu preţul unor complicări la dispecerat;

— coexistenţa în cadrul sistemului, inclusiv posibilitatea de conjugare în echipamente, a transmisiei cu separare în timp (cu cod de impulsuri) şi cu separare în frecvenţă, date fiind domeniile specifice de aplicare avantajoasă.

În cadrul cercetării sistemului telemecanic de uz larg a fost iniţiată şi abordată elaborarea de echipamente de transmitere de date (off-line) [12, 16], activitate care ulterior s-a detaşat şi s-a dezvoltat într-o cercetare aparte.

Coordonatele structurale

Sistemul telemecanic de uz larg, ca ansamblu de soluţii tehnice tipizate ierarhizate şi intercombinabile, a fost conceput pe două coordonate [5]:

— soluţiile caracteristice de echipamente — *„verticalele"*;

— soluţiile pentru subansamblele funcţionale, care reprezintă specialităţi tehnice relativ autonome, comune ca problematică în diferite „verticale" — *„orizontalele"*.

Structura „verticală", dezvoltată pe cele două serii (T — cu separare în timp, F — cu separare în frecvenţă), a cuprins clase de echipamente, care reprezintă mulţimea echipamentelor cu o organizare de ansamblu comună a modului de centralizare a informaţiei de control (telesemnalizare, telemăsură).

În seria T s-au elaborat soluţii tehnice pentru clasele [11, 13];

A — dispeceratul interoghează automat, ciclic, toate posturile controlate; fiecare post

interogat transmite de fiecare dată în mod complet situaţia curentă;

B — informaţia se transmite intempestiv numai la generarea sa — de exemplu la producerea unui eveniment; cînd nu se produc schimbări în procesul tehnologic, echipamentul telemecanic este în repaus. Se prevăd posibilităţi de interogare, parţială sau totală, pentru verificare;

AB — dispeceratul interoghează automat, ciclic, toate posturile controlate, care răspund negativ în cazul în care nu s-au produs evenimente şi transmit informaţie în cazul în care aceasta s-a format. Există de asemenea posibilitatea interogării de verificare.

Telecomanda este transmisă intermitent în toate clasele, telereglarea — ciclic în clasa *A* şi intermitent în clasele *B* şi *AB*.

În seria *F* s-au conceput clasele [11]:

D — fiecărui obiect controlat i se asociază biunivoc şi permanent o frecvenţă, pe care o transmite la iniţiativa sa;

G — transmisia informaţiei se efectuează ca răspuns la interogarea dispeceratului, fiind posibilă o avertizare neadresată.

Detalierea subclaselor şi variantelor elaborate depăşeşte cadrul prezentului articol *.

În cadrul fiecărei clase s-a conceput, ca ansamblu tip principal, echipamentul de maximă complexitate funcţională şi care corespunde configuraţiei liniare a canalelor. Din acestea au derivat ansamblele tip — pentru configuraţie radială, respectiv bilaterală, precum şi echipamentele înglobînd numai o parte din funcţiunile posibile.

Structura „orizontală" a fost sistematizată pe următoarele domenii:

— transmisia cu separare în timp (numai în seria *T*);
— transmisia cu separare în frecvenţă (numai în seria *F*);
— organizare;
— intrarea şi ieşirea informaţiei calitative (telesemnalizare, telecomandă);
— intrarea, prelucrarea şi ieşirea informaţiei cantitative (telemăsură, telereglare);
— cuplarea la canalele de telecomunicaţie (numai în seria *T*);
— test;
— alimentare;
— soluţii constructive.

În cadrul fiecărei „orizontale" s-a elaborat în mod conjugat, după caz, atît procedeele, programele, semnalele respective, cît şi blocurile funcţionale aferente.

Astfel, spre exemplificare, în cadrul transmisiei cu separare în timp s-a elaborat, în mod unitar pentru diferitele verticale, structura mesajelor; s-au adoptat procedeele de protejare la perturbaţii pentru diferite nivele de protejare — coduri, moduri de realizare a reacţiei ş.a. [10, 19]; s-au soluţionat problemele de sincronizare-sinfazare [9], conversie paralel-serie şi serie-paralel etc.

În cadrul organizării a fost conceput complexul de structuri, programe şi subprograme [14] pe clase şi subclase, variante, ansamble, echipamente etc., rezolvîndu-se totodată problemele de intercondiţionări şi priorităţi între funcţiuni, posturi, grupe de parametri, parametri, elaborarea reperelor de timp de comandă a funcţionării diferitelor subansamble şi blocuri, comanda secvenţială automată, pe baza unor prelucrări logice adecvate, a transferului mesajelor în diferite tronsoane de canal şi în interiorul diferitelor subansamble funcţionale ale echipamentului etc. A fost soluţionată tehnic problema rezervării automate parţiale a echipamentului de la dispecerat [17]. S-au coordonat modurile de combinare în diferite tipuri de ansamble (verticale) a subansamblelor funcţionale elaborate în cadrul celorlalte orizontale.

În cadrul intrării şi ieşirii informaţiei calitative s-au conceput procedeele şi schemele de sesizare a variaţiilor în proces, de afişare pe panouri sinoptice cu diferite programe tipizate de avertizare luminoasă şi acustică şi cu diferite tipuri de elemente de afişare, înregistrarea cronologică a evenimentelor, evitarea unor telecomenzi eronate la defectarea de circuite etc.

Maleabilitatea structurală

A fost asigurată o varietate de soluţii şi opţiuni în cadrul următoarelor grupe sintetice principale de grade de libertate:

— funcţiuni;
— dimensionarea echipării;
— moduri (algoritme) de funcţionare internă;
— valori de parametri de funcţionare.

Pentru a se asigura maleabilitatea necesară în realizarea de variante specializate de echipamente [1, 5] s-a urmărit unificarea şi tipizarea progresivă a soluţiilor în etape: principii de funcţionare, programe, modularitate, valori de parametri, semnale de interfaţă, soluţii electrice. De asemenea unificarea şi tipizarea progresivă s-au referit la nivele succesive, ierarhice, de detaliere a soluţiilor tehnice.

Optimizarea dimensionării şi delimitării de soluţii şi blocuri funcţionale (inclusiv alegerea de variante de soluţii) s-a efectuat după criteriul eficienţei sau/şi economicităţii în cadrul aplicaţiilor prezumate de maximă pondere.

S-a căutat ca realizarea variantelor asigurate să fie posibilă fie substitutiv cu interfaţă comună, fie aditiv, fie parţial substitutiv.

În măsura posibilă, s-a urmărit ca unele soluţii şi subansamble funcţionale sau blocuri să fie concepute astfel încît să poată fi utilizate şi în afara sistemului telemecanic de uz larg,

* Clasificarea elaborată nu este specifică numai sistemului telemecanic de uz larg, ea putînd fi aplicată în general majorităţii echipamentelor telemecanice actuale.

în mod autonom sau în cadrul altor tipuri de elemente de automatizare.

Pentru sistematizarea elaborării viitoare de noi echipamente în baza soluţiilor din cadrul sistemului, în cadrul orizontalei „organizare" a fost conceput (cu referire la seria T) un sistem unitar de scheme funcţionale tip, prezentate sub forma unei serii de fişe tehnice cuprinzînd structuri tip şi interfeţe tip (constituite prin gruparea semnalelor pe categorii funcţionale).

Finalizare. Concluzii

Din cercetarea efectuată s-au obţinut cîteva categorii de rezultate :

a) soluţii tehnice concrete, aflate în diferite stadii de aplicare, pentru echipamente de telemecanică destinate unor utilizări imediate ;

b) un ansamblu coerent de soluţii tehnice referitoare la ansamble de echipamente telemecanice de o mare varietate, precum şi la blocuri funcţionale tipizate şi sistematizate, avînd asociate moduri de funcţionare, programe, semnale, criterii şi metode de dimensionare şi de alegere a soluţiilor ;

c) o etapă superioară în nivelul soluţiilor telemecanice realizate ; rezultate originale cu caracter tehnic-aplicativ şi teoretic ;

d) o metodică de soluţionare a problemei puse, problemă care, dat fiind progresul rapid în domeniul respectiv (atît sub raport funcţional-informaţional, cît şi în ceea ce priveşte baza materială electronică accesibilă), comportă în mod evident reluări periodice.

În acest context trebuie subliniat că gradul de detaliere al diferitelor soluţii tehnice elaborate (punctul b) este diferenţiat în trei grupe (în ordine descrescătoare a detalierii) : soluţiile utilizate în aplicaţiile realizate ; soluţiile detaliate cu scopul verificării posibilităţilor de realizare sau/şi de modularizare ; celelalte soluţii. Toate detalierile sînt făcute în baza sistemului de comutaţie statică UNILOG—A, comportînd o reexaminare (cu posibile implicaţii de diferite grade de profunzime) o dată cu asimilarea sistemului USILOG, bazat pe transistoare cu siliciu şi componente profesionale.

* * *

Membrii colectivului de cercetare, compus din ing. *S. Felea*, ing. *D. Negreanu*, ing. *V. Cuperman*, ing. *L. Nica*, ing. *V. Neagu* ing. *M. Steiner*, ing. *V. Poenaru*, ing. *I. Kovacs*, ing. *D. Sibana*, ing. *R. Păun*, ing. *M. Hascal*, ing. *F. Zincenco*, ing. *M. Weissmann* ş.a., au elaborat soluţii tehnice în cadrul sistemului telemecanic de uz larg, participînd totodată la stabilirea unor aspecte principiale referitoare la ansamblul sistemului. Au avut loc de asemenea colaborări şi consultări cu diferite alte colective, alte institute de cercetare, proiectare sau alte unităţi. Rezultatele cercetărilor efectuate au format [6—21] sau urmează să formeze obiectul unor publicări sau comunicări aparte.

BIBLIOGRAFIE

[1] Duma, M. *Despre maleabilitatea aparaturii telemecanice.* Simpozionul de telemecanică. Bucureşti, 1962.

[2] *Aparatură de telemecanică de uz larg industrial.* Memoriu tehnic ICET, 1963.

[3] *Sistem general de telemecanică*, STE, IPA, 1966.

[4] Duma, M. *Consideraţii asupra influenţei unor caracteristici ale proceselor tehnologice telemecanizate asupra unor soluţii tehnice ale aparaturii telemecanice.* Comunicările sesiunii tehnico-ştiinţifice IPA, vol. II, ed. IDT, 1967.

[5] *Elaborarea unui sistem de telemecanică de uz larg industrial : a) analiza procedeelor de protejare la perturbaţii şi a structurilor de transmitere a informaţiei ; b) elaborarea sistemului de blocuri unificate.* Documentaţii tehnice IPA, 1967, 1968, 1969.

[6] Felea, S., Duma, M. *Structura şi organizarea traficului informaţional aferent conducerii directe a proceselor.* Simpozionul „Aplicaţiile sistemului informaţional în economie", Bucureşti, 1968.

[7] Cuperman, V. *Utilizarea codurilor ciclice pentru detecţia erorilor la transmiterea informaţiei de telemecanică.* Sesiunea ştiinţifică festivă a Institutului politehnic Bucureşti, 1968.

[8] Colectiv IPA. *Unele cerinţe specifice care se pun canalelor de telecomunicaţie pentru utilizarea în telemecanică.* Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice ICTc, 1968.

[9] Negreanu, D. *Probleme ale realizării sincronizării-sinfazării start-stop într-un sistem complex de transmisie.* Sesiunea ştiinţifică festivă a Institutului politehnic Bucureşti, 1968.

[10] Cuperman, V., Felea, S. *Criterii de apreciere şi nivele de protejare la perturbaţii a informaţiei discrete de telemecanică.* Sesiunea ştiinţifică festivă a Institutului politehnic Bucureşti, 1968.

(Continuare în pag. 40)

Ing. ANCA LAZĂR

Întreruperile prioritare în sistemele de calcul cu funcţionare în timp real

Funcţionarea în timp real a unui sistem de calcul se caracterizează prin posibilitatea de a deservi evenimente sau procese la momentul apariţiei lor sau în cadrul unei durate de timp în care informaţia de primit sau de transmis mai este încă disponibilă şi utilă. Exemple de evenimente sau procese care trebuie deservite în timp real sînt : culegerea datelor din procese industriale, la anumite intervale de timp ; prelucrarea, analizarea şi transmiterea informaţiei în scop de comandă şi reglare, sincron cu desfăşurarea proceselor fizice ; intervenţia operatorilor aflaţi la console în sistemele pentru multiacces etc. Apariţia unui astfel de eveniment este sesizată sistemului de calcul printr-un semnal care solicită sistemului de calcul deservirea evenimentului respectiv. Pentru deservirea în timp real a unui eveniment este necesar ca, la apariţia semnalului corespunzător, programul în curs de execuţie în sistemul de calcul să fie întrerupt în favoarea introducerii în execuţie a programului care tratează evenimentul respectiv ; de aceea, semnalul prin care evenimentul cere deservire

se numeşte cerere de întrerupere. Această comutare de programe, inclusiv intrarea în programul de tratare a evenimentului care cere deservire, trebuie să se petreacă la aceeaşi scară de timp cu desfăşurarea acestuia.

Posibilitatea apariţiei simultane a mai multor evenimente de deservit în timp real, deci a mai multor cereri de întrerupere, duce la necesitatea alocării unei priorităţi proprii fiecărui eveniment sau cerere de întrerupere care îi corespunde.

Se creează astfel o ordine de prioritate pentru deservirea în timp real a evenimentelor care apar simultan. La încărcarea maximă a sistemului este necesar ca şi evenimentul cu cea mai mică prioritate să mai poată fi deservit în timp util.

Partea sistemului de calcul care tratează cererile de întrerupere şi realizează comutarea programelor între ele, conform unei ordine de prioritate alocată evenimentelor pe care acestea le deservesc, constituie sistemul de întreruperi prioritare. O altă sarcină a sistemului de întreruperi prioritare este aceea de a asigura revenirea la programele întrerupte, într-o cascadă de priorităţi inversă în raport cu cea conform căreia s-a produs cascada de întreruperi a programelor.

Un sistem de întreruperi prioritare este constituit dintr-un dispozitiv de întreruperi prioritare (partea echipată cu circuite logice şi cablajul aferent) şi din instrucţiuni şi programe de tratare a evenimentelor, semnalate sistemului prin cereri de întrerupere.

Rolul întreruperilor prioritare de intrare-ieşire în cadrul sistemului de calcul este determinat de modul în care se realizează transferul informaţiei între partea centrală a sistemului şi mediul exterior ei. Astfel, dacă acest transfer de informaţie se execută prin intermediul registrelor din unitatea de comandă şi prelucrare, funcţionarea acesteia este întreruptă pe toată durata transferului sau cel puţin pe durata de timp în care informaţia este efectiv transferată către sau de la memorie (cazul 1).

Dacă între memorie şi exterior este prevăzută o legătură directă, execuţia programului în unitatea de comandă şi prelucrare poate să se desfăşoare în simultaneitate reală cu transferul informaţiei pe această legătură directă, chiar şi pe durata transferului efectiv (cazul 2). Primul caz este prezentat în figura 1, iar al 2-lea în figura 2.

În figura 1 singurul beneficiar al memoriei este unitatea de comandă şi prelucrare; ea este legată de memorie şi de adresele externe prin magistrale pentru adresă şi informaţie. Adresele externe pot fi constituite din: dispozitive periferice clasice (lectoare perforatoare de bandă, teleimprimatoare etc.); diverse dispozitive pentru intrare-ieşire în timp real (pentru informaţie numerică şi analogică); dispozitive de numărare pentru impulsuri de ceas etc.

În soluţia prezentată în figura 1, execuţia din unitatea de comandă şi prelucrare se întrerupe pe durata transferului de intrare-

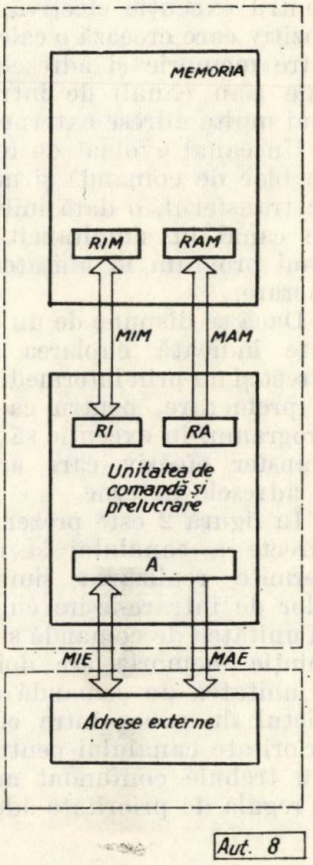


Fig. 1. Transferul informaţiei între memorie şi exterior se execută prin intermediul unităţii de comandă şi prelucrare:

RAM – registrul de adresă al memoriei; *RIM* – registrul de informaţie al memoriei; *RA* – registrul de adresă al unităţii de comandă şi prelucrare; *RI* – registrul de informaţie al unităţii de comandă şi prelucrare; *A* – registrul pentru legătură cu exteriorul (în general, acumulatorul extins); *MAM* – magistrala de adresă a memoriei; *MIM* – magistrala de informaţie a memoriei; *MAE* – magistrala de adresă cu exteriorul; *MIE* – magistrala de informaţie cu exteriorul.

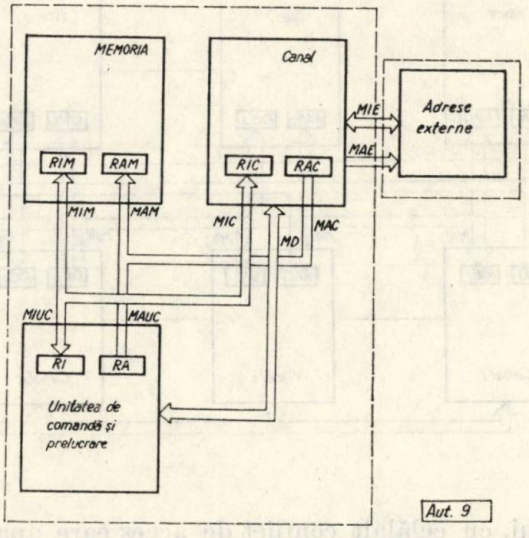


Fig. 2. Conectarea directă a canalului la memorie permite realizarea simultaneităţii transferului cu execuţia din unitatea de comandă şi prelucrare:

MD – magistrala de dialog; *MAUC* – magistrala de adresă a unităţii de comandă şi prelucrare; *MIUC* – magistrala de informaţie a unităţii de comandă şi prelucrare; *RAC* – registrul de adresă al canalului; *RIC* – registrul de informaţie al canalului; *MAC* – magistrala de adresă a canalului; *MIC* – magistrala de informaţie a canalului; celelalte notaţii ca în figura 1.

ieşire şi se reia după terminarea acestuia. Viteza de desfăşurare a transferului fiind limitată de posibilităţile părţilor mecanice ale dispozitivelor de intrare-ieşire, unitatea centrală nu este folosită eficient. Pentru creşterea duratei de timp folosită de unitatea centrală pentru execuţie efectivă, se utilizează un dispozitiv care creează o cale autonomă de transfer între memorie şi adresele externe. La această cale (sau canal) de intrare-ieşire se cuplează mai multe adrese externe.

Un canal evoluat de intrare-ieşire este dotat cu bloc de comandă şi memorie proprii, pentru ca transferul, o dată iniţiat, să poată continua pe canal în simultaneitate reală cu execuţia unui program în unitatea de comandă şi prelucrare.

Dacă se dispune de un canal de intrare-ieşire, este indicată cuplarea acestuia la memorie direct şi nu prin intermediul unităţii de comandă şi prelucrare, pentru ca să nu fie necesar ca programul în execuţie să fie întrerupt la fiecare transfer efectiv care are loc între memorie şi adresele externe.

În figura 2 este prezentată soluţia conectării directe a canalului la memorie, soluţie care permite realizarea simultaneităţii transferurilor de intrare-ieşire cu execuţia care are loc în unitatea de comandă şi prelucrare. În această soluţie memoria are doi beneficiari: canalul şi unitatea de comandă şi prelucrare, iar conflictul de acces între ei se rezolvă acordînd prioritate canalului pentru accesul la memorie. Nu trebuie confundat acest conflict de acces şi regula de prioritate adoptată pentru rezolvarea lui, cu celălalt conflict de acces care apare între cererile de întrerupere sosite de la adresele externe (dispozitive de intrare-ieşire) sau provocate de detectarea unor situaţii speciale (erori în circuite sau în programe etc.). Conflictul între cererile de întrerupere prezentate simultan sistemului de calcul se rezolvă în cadrul sistemului de întreruperi prioritare, conform unei reguli de prioritate prestabilită.

În cazul în care sistemul de calcul este dotat cu multiprogramare, cererea de întrerupere primită de la canal, la terminarea unui transfer, este tratată de sistemul de întreruperi cu prioritatea care îi este alocată şi, conform principiului multiprogramării, duce la comutarea pe programul prioritar, care nu aşteaptă terminarea unui transfer de intrare-ieşire.

În figurile 1 şi 2 au fost prezentate două moduri de transfer diferite; în continuare, referirea la cele două moduri de transfer şi deci şi la cele două căi fizice ce le corespund se va face cu denumirea: transfer prin canal, *TC*, şi transfer prin unitatea de comandă şi prelucrare, *TP*.

O variantă evoluată a soluţiei din figura 2 este prezentată în figura 3; fiecare bloc de memorie are bloc de comandă şi registre de adresă şi informaţie proprii, deci blocurile de memorie pot lucra independent şi simultan. În acest fel, numărul conflictelor de acces la memorie scade şi se poate realiza o simultaneitate reală în funcţionarea canalelor de intrare-ieşire. Cererile de acces la memorie pot crea conflicte numai în cazul adresării aceluiaşi bloc. Pentru ca conflictul de acces la magistrale să nu se adauge celui de acces la memorie, este recomandabil ca fiecare beneficiar al memoriei să aibă propriile sale magistrale de adresă şi informaţie.

Din cele expuse anterior rezultă că cele două categorii de conflicte care trebuie rezolvate în cadrul unui sistem de calcul destinat funcţionării în timp real apar: 1) între cererile de întrerupere şi 2) între cererile de acces la memorie.

Rezolvarea acestor conflicte trebuie să se încadreze în durate de timp care sînt uneori critice, cînd sistemul de calcul respectiv este destinat să funcţioneze în timp real. De asemenea,

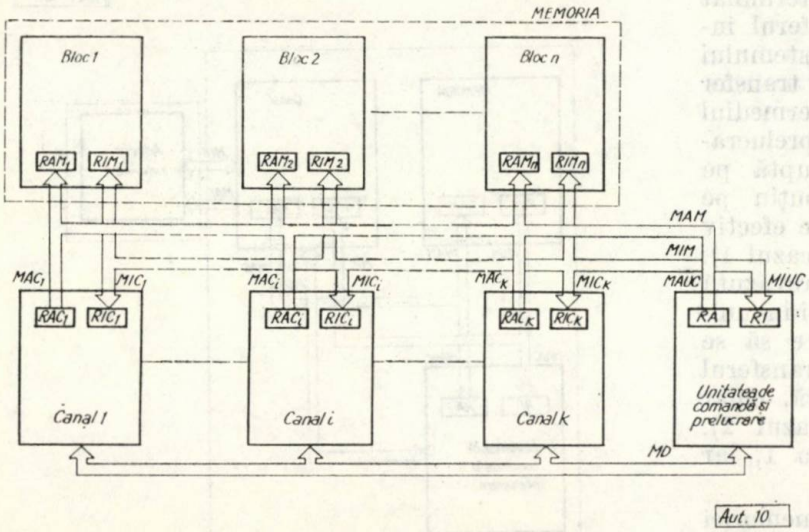


Fig. 3. Împărţirea memoriei în blocuri independente reduce conflictele de acces la memorie; fiecare bloc de memorie şi fiecare beneficiar al memoriei are propriile sale registre de adresă şi informaţie (notaţiile din fig. 1 şi 2).

este indicată reducerea frecvenţei conflictelor, ceea ce se poate face prin folosirea unor metode ca : realizarea transferurilor în două moduri (*TC* şi *TP*) în cadrul aceluiaşi sistem de calcul, diviziunea memoriei în blocuri etc. Semnalele de întrerupere pot apărea în următoarele cazuri :

— la apariţia unor evenimente interne (de exemplu : situaţii anormale în funcţionarea circuitelor calculatorului sau erori de program) ;

— la apariţia unor evenimente externe (cereri de întrerupere de la calea *TC* sau *TP*).

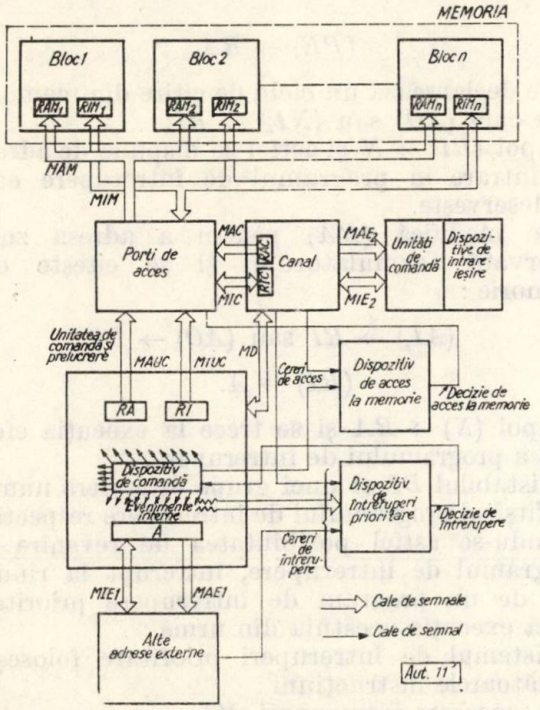


Fig. 4. Transferurile între memorie şi exterior se realizează prin canal şi prin unitatea de comandă şi prelucrare (notaţiile din fig. 1 şi 2).

Cererile de întrerupere, grupate pe categorii, apar la intrarea dispozitivului de întreruperi prioritare şi tratarea lor mai departe se desfăşoară în cadrul sistemului de întreruperi prioritare în următoarele etape :

— se stabileşte care este grupa prioritară, dintre toate grupele care au lansat cerere de întrerupere ; prioritatea alocată (în sens descrescător) este în general următoarea : evenimente interne, semnale de întrerupere de la calea *TP*, semnale de întrerupere de la calea *TC*. Această ordine s-a stabilit presupunînd că la adresele externe de pe calea *TP* sînt cuplate dispozitivele de intrare-ieşire cele mai critice pentru deservirea în timp real ;

— se realizează întreruperea programului în curs în favoarea deservirii unei cereri de întrerupere care îi este prioritară ;

— se identifică dispozitivul care a lansat cererea de întrerupere în cadrul grupei, găsită prioritară printre toate cele care au cerut întrerupere şi deci aleasă pentru a fi tratată ; numărul semnalelor de întrerupere dintr-o grupă se alege astfel încît interogarea care se face apoi în serie în cadrul grupei, în scopul identificării sursei de întrerupere, să consume o durată de timp acceptabilă ; identificarea sursei de întrerupere se poate face cablat sau prin software ;

— se tratează cererea de întrerupere în cadrul programului de întrerupere care îi este specific ;

— după terminarea programului de întrerupere se revine la programul întrerupt, pentru executarea lui în continuare ; un program de întrerupere poate fi la rîndul său întrerupt de un alt program de întrerupere, dacă acesta îi este prioritar.

Schema dispozitivului de întreruperi care realizează etapele menţionate este prezentată în figura 5.

Semnalele de întrerupere ale grupelor înscriu bistabilii de întrerupere *BI*. Periodic, conţinutul bistabililor *BI* este citit în dispozitivul de întreruperi şi înscris în registrul cererilor de întrerupere *CI* ; cererile sînt codificate prioritar şi, după trecerea prin logica de decodificare prioritară *LDP*, apare activ numai semnalul cel mai prioritar. Codul acestui semnal se înscrie în binar în registrul cererii prioritare *PC*. Semnalul înscrie prioritate *IP*, condiţionează înscrierea în registrele *CI* şi *PC* ţinînd seamă

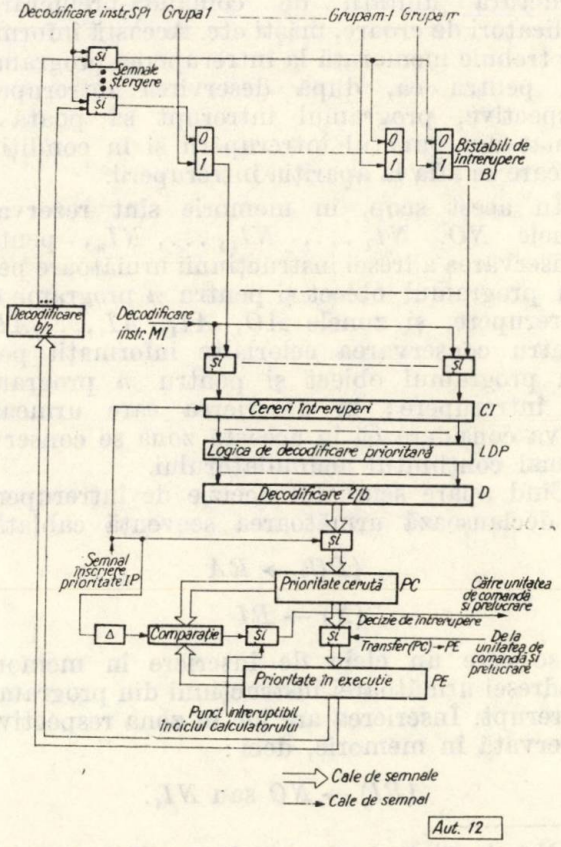


Fig. 5. Dispozitivul de întreruperi prioritare.

de timpul de stabilizare a semnalului pe lanţurile de circuite. În registrul priorităţii în execuţie *PE* se află înscrisă prioritatea programului în curs.

Cînd registrul *PC* este stabilizat, se face comparaţia între conţinutul acestuia şi conţinutul registrului *PE*. Dacă prioritatea cerută este superioară celei în execuţie, deci dacă $(PC)^* > (PE)$, la trecerea printr-un punct întreruptibil se lansează decizia de întrerupere. Drept punct întreruptibil poate servi sfîrşitul execuţiei unei instrucţiuni scurte sau mai multe momente, judicios alese pentru a nu se pierde informaţia utilă, în cazul instrucţiunilor lungi.

În continuare se face intrarea într-o secvenţă cablată de operaţii, care nu este reprezentată în figura 5 întrucît se desfăşoară în unitatea de comandă şi prelucrare.

Secvenţa cablată de operaţii foloseşte următoarele registre din configuraţia de registre a unităţii de comandă şi prelucrare : registrul sumator şi extinderea sa *A* ; registrul de adresă *RA* ; registrul de informaţie *RI* ; registrul numărător de instrucţiuni *N*.

La sfîrşitul unei instrucţiuni, în *A* se găseşte rezultatul instrucţiunii, iar în *N* adresa instrucţiunii următoare a programului în curs. Stadiul de execuţie al unui program se caracterizează prin următoarele : adresa instrucţiunii următoare, conţinutul acumulatorului (şi al altor registre de lucru dacă acestea se prevăd în structura unităţii de comandă-prelucrare), indicatori de eroare, măşti etc. Această informaţie trebuie memorată la întreruperea programului pentru ca, după deservirea întreruperii respective, programul întrerupt să poată fi reluat din punctul întreruperii şi în condiţiile în care se afla la apariţia întreruperii.

În acest scop, în memorie sînt rezervate zonele NO, $NI_1 \ldots$, $NI_i, \ldots, NI_n$, pentru conservarea adresei instrucţiunii următoare pentru programul obiect şi pentru n programe de întrerupere, şi zonele AO, AI_1, $AI_i, \ldots, AI_n$, pentru conservarea celorlalte informaţii pentru programul obiect şi pentru n programe de întrerupere; în descrierea care urmează se va considera că în această zonă se conservă numai conţinutul acumulatorului.

Cînd apare semnalul decizie de întrerupere, se declanşează următoarea secvenţă cablată :

$$(PC) \rightarrow RA$$

$$(N) \rightarrow RI$$

şi se cere un ciclu de înscriere în memorie a adresei următoarei instrucţiuni din programul întrerupt. Înscrierea are loc în zona respectivă, rezervată în memorie, deci :

$$(RI) \rightarrow NO \text{ sau } NI_i.$$

* Notaţia cu paranteze rotunde semnifică conţinutul unui registru.

Apoi (RA) se modifică pentru a adresa zona din memorie destinată conservării acumulatorului, deci :

$$(A) \rightarrow RI$$

şi se declanşează un ciclu de memorie pentru înscrierea conţinutului acumulatorului în memorie :

$$(RI) \rightarrow AO \text{ sau } AI_i.$$

Se dă comanda pentru înscrierea în registrul *PE* a noii priorităţi care urmează a se deservi :

$$(PC) \rightarrow PE$$

şi

$$(PE) \rightarrow RA.$$

Se declanşează un ciclu de citire din memorie prin care (NO) sau $(NI_i) \rightarrow RI$.

Apoi $(RI) \rightarrow N$ şi astfel se dispune de adresa de intrare în programul de întrerupere care se deserveşte.

Se modifică (RA) pentru a adresa zona rezervată acumulatorului şi se citeşte din memorie :

$$(AI_i) \rightarrow RI \text{ sau } (AO) \rightarrow RI$$

$$(RI) \rightarrow A.$$

Apoi $(N) \rightarrow RA$ şi se trece la execuţia efectivă a programului de întrerupere.

Bistabilul *BI* al unei grupe este şters numai la sfîrşitul programului de întrerupere respectiv, creîndu-se astfel posibilitatea de revenire în programul de întrerupere, întrerupt la rîndul său de un program de întrerupere prioritar, după execuţia acestuia din urmă.

Sistemul de întreruperi prioritare foloseşte următoarele instrucţiuni :

— mascare întreruperi *MI* ;
— sfîrşit program de întrerupere *SPI* ;
— identificare adresă întrerupere *IAI*.

Partea de program obiect sau program de întrerupere care nu trebuie întreruptă începe cu o instrucţiune *MI* de inhibare a întreruperilor şi se termină cu o instrucţiune *MI* care deblochează întreruperile.

Instrucţiunea *SPI* şterge bistabilul *BI* al cărui program s-a terminat şi restabileşte contextul.

Instrucţiunea *IAI* este instrucţiunea cu care începe programul de întrerupere al grupelor, pentru care sursa de întrerupere trebuie detectată printr-o interogare serie a surselor posibile de întrerupere din grupă. Execuţia ei are drept rezultat obţinerea adresei sursei care a lansat cererea de întrerupere în grupa respectivă şi, prin aceasta, a adresei la care începe programul de întrerupere specific.

Pentru calculatoarele care funcţionează în timp real, o importanţă deosebită prezintă execuţia numărărilor în timp real, care servesc la declanşarea periodică, la intervale de timp prestabilite (de utilizator sau sistem, a progra-

melor care deservesc anumite adrese externe. Cerinţele funcţionării în timp real necesită uneori prevederea unor dispozitive speciale de numărare, exterioare sistemului de calcul. Aceste adrese externe, care lansează impulsuri ce trebuie memorate într-o adresă din memoria sistemului de calcul, pot constitui un alt beneficiar independent al memoriei, în cazul unor cerinţe speciale de timp real. Întreruperea efectivă se declanşează cînd conţinutul adresei de memorie în care se numără a atins o anumită valoare.

Concluzii

Comutarea programelor între ele, pentru deservire în timp real şi pentru realizarea multiprogramării, se bazează pe existenţa sistemului de întreruperi prioritare. Un program în curs de execuţie poate fi întrerupt de un alt program prioritar ş.a.m.d., în ordinea crescătoare a priorităţii; în ordine inversă se revine pentru continuarea şi terminarea execuţiei programelor întrerupte.

Alocarea priorităţii cererilor de întrerupere se face conform urgenţei de punere în execuţie a programelor respective, la apariţia evenimentului deservit; în general, prioritatea în sens descrescător este: defecte interne în circuite sau erori în program, cereri de întrerupere de la adrese externe deservite în timp real, cereri de întrerupere de la dispozitive periferice clasice.

BIBLIOGRAFIE

]1] *Documentaţii de prezentare ale calculatoarelor* SDS 940, Sigma 7, PDP8, IBM 1800, PSP-77. Varian, Multi-8, Hewlett Packard seria 2100, CII-Mitra 15.

Ing. MIRCEA FLOREA şi ing. NELU NISIPEANU

Sisteme de reglare automată în echipamente periferice

Saltul spectaculos în dezvoltarea calculatoarelor electronice ca urmare directă a perfecţionării tehnologiei microcircuitelor impune o creştere similară în performanţele echipamentelor periferice, echipamente indispensabile pentru un calculator şi care asigură intercomunicaţia om-maşină. Îmbunătăţirea caracteristicilor echipamentelor periferice se face prin găsirea unor noi principii de funcţionare, prin introducerea unei tehnologii noi şi prin mărirea gradului de automatizare. Se poate afirma că nu există tip de echipament periferic care să nu aibă un sistem de reglare automată. Prin însăşi natura de lucru discretă a calculatorului, în cadrul legăturii cu echipamentele periferice apar regimuri tranzitorii cu atît mai frecvente cu cît viteza de lucru a echipamentului periferic creşte. Prin folosirea de sisteme de reglare eficiente se îmbunătăţesc caracteristicile de funcţionare, obţinîndu-se parametri optimi. Principalele reglări întîlnite în echipamentele periferice sînt: reglarea vitezei la cabestanul de la unităţile de bandă magnetică, benzi sau cartele perforate, reglarea avansului hîrtiei la imprimator, reglarea deplasării peniţei pe ambele axe la trasatorul de curbe, reglarea poziţiei capului pe pistă la unitatea de discuri magnetice etc.

Un sistem de reglare (fig. 1) cuprinde un regulator, element de execuţie, un traductor de reacţie şi un element de comparare. Natura acestor elemente poate fi electrică, hidraulică sau pneumatică.

Mărimea de ieşire a sistemului de reglare este de obicei o mărime mecanică: turaţia sau deplasarea. Funcţie de natura acestei mărimi, sistemele de reglare întîlnite în echipamentele periferice se împart în sisteme de reglare a turaţiei şi sisteme de reglare a poziţiei. La sistemele de reglare a turaţiei, cerinţa principală constă în păstrarea constantă a turaţiei principalului element motor ce antrenează suportul informaţiei. Acest tip de reglare se întîlneşte la echipamentele periferice la care informaţia este înscrisă pe un suport în mişcare.

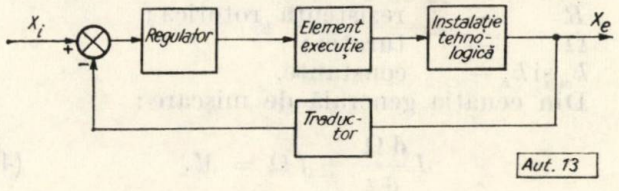


Fig. 1. Schema bloc a unui sistem de reglare.

Sistemele de reglare a poziţiei sînt folosite fie pentru a controla poziţia suportului informaţiei funcţie de mărimea de intrare, fie pentru obţinerea de mărimi de ieşire staţionare nule în cazul în care suportul trebuie să aibă o poziţie constantă indiferent de acţiunile perturbatoare.

În cadrul acestui articol se vor prezenta metode de calcul pentru ambele tipuri de reglări, cum şi cîteva dispozitive realizate.

1. Sisteme de reglare a turaţiei

Principala reglare de acest tip constă în reglarea turaţiei unui cabestan care în multe

echipamente periferice constituie dispozitivul esenţial de antrenare a suportului informaţiei. El este întîlnit la echipamentele de bandă sau cartele perforate, la echipamentele de bandă magnetică etc. Cabestanul este antrenat de un motor electric avînd un tahogenerator ca traductor de reacţie. Sistemele de reglare (fig. 2) trebuie să realizeze păstrarea unei turaţii

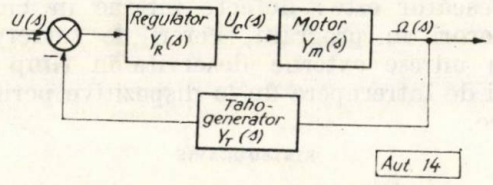


Fig. 2. Schema bloc de reglare a turaţiei.

constante şi totodată un regim tranzitoriu neoscilatoriu cu un timp de creştere cît mai mic posibil.

Pentru determinarea funcţiei de transfer a motorului de curent continuu se scriu ecuaţiile :

$$E = k_n \Omega, \tag{1}$$

$$M = k_m I, \tag{2}$$

$$U_c = E + RI, \tag{3}$$

unde :

E reprezintă tensiunea electromotoare ;
U_c — tensiunea la borne ;
I — curentul rotoric ;
M — cuplul ;
R — rezistenţa rotorică ;
Ω — turaţia ;
k_m şi k_n — constante.

Din ecuaţia generală de mişcare :

$$J \frac{\mathrm{d}\,\Omega}{\mathrm{d}\,t} + f\,\Omega = M, \tag{4}$$

unde :

J este momentul de inerţie ;
f — frecarea statică,

prin înlocuirea relaţiilor (1), (2), (3) rezultă :

$$J \frac{R}{k_m} \frac{\mathrm{d}\,\Omega}{\mathrm{d}\,t} + \left(\frac{fR}{k_m} + k_n \right) \Omega = U_c .$$

Prin aplicarea transformatei Laplace se obţine :

$$J \frac{R}{k_m} \cdot s\,\Omega\,(s) + \left(\frac{fR}{k_m} + k_n \right) \cdot \Omega\,(s) = U_c\,(s),$$

$$Y_m\,(s) = \frac{\Omega\,(s)}{U_c\,(s)} = \frac{1}{k_n + \dfrac{fR}{k_m} + s \dfrac{JR}{k_m}},$$

$$Y_m\,(s) = \frac{K_m}{1 + sT_m}, \tag{5}$$

unde :

$$K_m = \frac{1}{k_n + \dfrac{fR}{k_m}} \text{ şi } T_m = \frac{JR}{fR + k_m k_n}. \tag{6}$$

Funcţia de transfer a tahogeneratorului se deduce din :

$$U = k_T\,\Omega$$

deci :

$$Y_T\,(s) = k_T.$$

Considerăm funcţia de transfer a regulatorului $Y_R\,(s)$.

Performanţa principală pe care trebuie să o realizeze sistemul de reglare este o eroare staţionară nulă. Pentru îndeplinirea acestei cerinţe este necesar ca funcţia de transfer a căii directe să conţină un pol de ordinul unu în origine [1]. Din această cauză regulatorul trebuie să fie de tip I sau PI. În cazul unui regulator de tip I se obţine :

$$Y_R\,(s) = \frac{1}{T_R\,s}, \tag{7}$$

$$Y_0\,(s) = \frac{Y_R\,(s)\,Y\,(s)}{1 + Y_R\,(s)\,Y\,(s)\,Y_T(s)} =$$

$$= \frac{\dfrac{1}{T_R\,s} \dfrac{K_m}{1 + T_m\,s}}{1 + K_T \dfrac{1}{T_R\,s} \dfrac{K_m}{1 + T_R\,s}} =$$

$$= \frac{K_m}{T_m\,T_R\,s^2 + T_R\,s + K_T\,K_m}.$$

O altă performanţă pe care trebuie să o realizeze sistemul de reglare este aceea a obţinerii unui timp de creştere cît mai mic fără ca procesul să devină oscilatoriu. Din această cauză considerăm cazul regimului amortizat critic, pentru care polinomul de la numitorul funcţiei de transfer trebuie să aibă rădăcini confundate. Rezultă condiţia :

$$T_R - 4\,K_T\,K_m\,T_m = 0,\ T_R = 4\,K_T\,K_m\,T_m.$$

Cu valoarea constantei de timp a regulatorului aleasă se poate recalcula funcţia de transfer :

$$Y_0\,(s) = \frac{\dfrac{1}{K_m}}{4\,T_m^2 \left(s + \dfrac{1}{2\,T_m} \right)^2}, \tag{8}$$

Calculînd răspunsul în timp pentru un semnal treaptă de valoare U la intrare, se obţine :

$$\Omega\,(t) = \Omega_0 \left(1 - \frac{t}{2\,T_m}\, \mathrm{e}^{-\frac{t}{2\,T_m}} \right),$$

unde :

$$\Omega_0 = \frac{U}{K_m}, \tag{9}$$

În cazul regimului amortizat subcritic, constanta de timp a regulatorului trebuie aleasă astfel :

$$T_R > 4\ K_m \cdot K_T \cdot T_m ; \tag{10}$$

dar acest tip de regim măreşte timpul de creştere. Pentru un regulator de tip *PI* :

$$Y_R(s) = K_R + \frac{1}{T_R s}. \tag{11}$$

Se obţine funcţia de transfer a sistemului de reglare :

$$Y_0(s) = \frac{\dfrac{K_R T_R s + 1}{T_R s} \cdot \dfrac{K_m}{1 + T_m s}}{1 + K_T \dfrac{K_m (K_R T_R s + 1)}{T_R s (1 + T_m s)}}.$$

Pentru simplificarea acestei funcţii se pune condiţia :

$$T_m = K_R\ T_R \tag{12}$$

şi funcţia de transfer devine :

$$Y_0(s) = \frac{K_m}{T_R s + K_m K_T} \tag{13}$$

Răspunsul în timp al sistemului pentru o treaptă de tensiune de valoare U este :

$$\Omega(t) = \Omega_0 \left(1 - e^{\frac{-K_T K_m}{T_R} t}\right),$$

unde :

$$\Omega_0 = \frac{U}{K_m}. \tag{14}$$

De unde se vede că, impunînd un anumit timp de creştere şi folosind relaţia (12), se obţin valorile pentru constantele regulatorului.

Dintre cele două tipuri de regulatoare se preferă regulatorul de tip *PI*, deoarece permite impunerea timpului de creştere şi funcţie de el se calculează constantele regulatorului, în timp ce la regulatorul de tip I timpul de creştere rezultă din condiţia ca sistemul să fie neoscilatoriu. În schema prezentată (fig. 3), regulatorul folosit este de tip *PI*.

Un alt periferic la care se întîlnesc sisteme de reglare a vitezei este trasatorul de curbe. La acest echipament, o peniţă este mişcată pe două axe de către două motoare. Fiecare motor este reglat în parte (fig. 4) pe un principiu asemănător cu cel prezentat. La acest periferic însă se impun cerinţe mult mai stricte pentru valorile timpului de creştere, deoarece deplasările pe fiecare axă se fac cu paşi constanţi de dimensiuni de ordinul 0,1—2 mm.

Problema reglării vitezei la echipamentele periferice este deosebit de importantă, deoarece păstrarea constantă a vitezei de deplasare a suportului informaţiei permite interpretarea

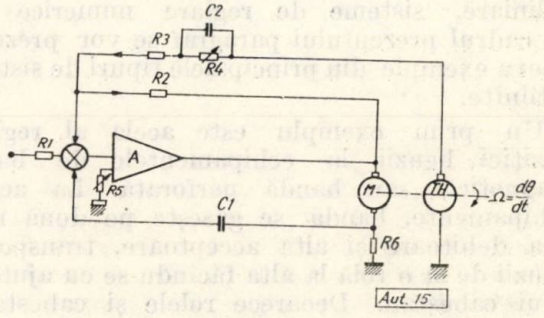


Fig. 3. Schema de principiu a reglării turaţiei.

corectă a acesteia. Astfel în cazul înregistrării informaţiei pe suporturi magnetice (benzi, discuri, cartele, tambure), o variaţie de viteză va introduce distorsiuni de fază şi amplitudine în semnalele electrice din înfăşurările capului

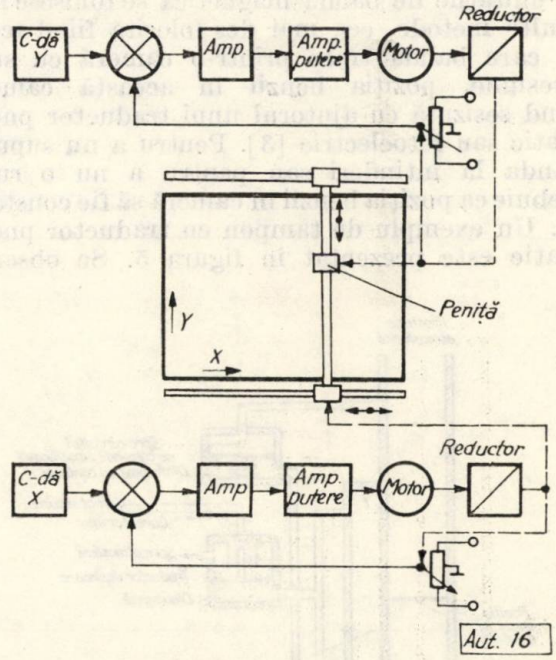


Fig. 4. Sistemele de reglare a peniţei la trasatorul de curbe.

magnetic. În cazul trasatoarelor de curbe, o variaţie de viteză parazită pe una dintre axe va modifica scara pe axa respectivă, curba trasată apărînd deformat.

2. Sisteme de reglare a poziţiei

Reglarea poziţiei se impune datorită necesităţii cunoaşterii poziţiei momentane a suportului informaţiei sau pentru a asigura ca transportul acestui suport să nu afecteze calităţile sale fizice.

Datorită acestor două scopuri principale şi funcţie de felul suportului informaţiei, sistemele de reglare a poziţiei vor diferi simţitor. Astfel pe lîngă sisteme de reglare liniare şi continue se pot întîlni şi sisteme de reglare neliniare, sisteme de reglare numerice etc. În cadrul prezentului paragraf se vor prezenta cîteva exemple din principalele tipuri de sisteme întîlnite.

Un prim exemplu este acela al reglării poziţiei benzii la echipamentele de bandă magnetică sau bandă perforată. La aceste echipamente, banda se găseşte pe două role, una debitoare şi alta acceptoare, transportul benzii de la o rolă la alta făcîndu-se cu ajutorul unui cabestan. Deoarece rolele şi cabestanul au raze diferite (cabestanul are raza de cîteva ori mai mică) şi deci viteze liniare de antrenare a benzii diferite, se naşte ideea realizării unui tampon de bandă între cabestan şi fiecare rolă. Rolele acceptoare şi debitoare sînt identice şi problemele ridicate de reglare vor fi aceleaşi, pentru care motiv se va trata numai reglarea rolei acceptoare. Pentru realizarea tamponului la unităţile de bandă magnetică se folosesc mai multe metode, cea mai des folosită fiind aceea la care banda trece printr-o cameră cu subpresiune, poziţia benzii în această cameră fiind sesizată cu ajutorul unui traductor pneumatic sau fotoelectric [3]. Pentru a nu supune banda la întinderi sau pentru a nu o rupe trebuie ca poziţia benzii în cameră să fie constantă. Un exemplu de tampon cu traductor pneumatic este prezentat în figura 5. Se observă

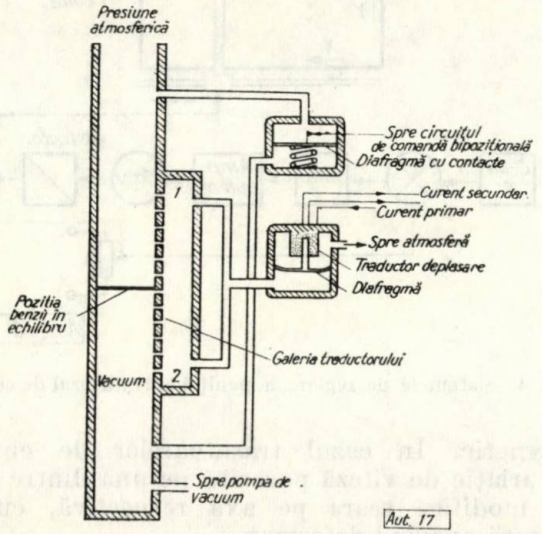


Fig. 5. Tampon de bandă cu traductor pneumatic.

că bucla formată de bandă împarte camera în două părţi, una legată cu atmosfera şi alta cu o pompă de vacuum. Diferenţa de presiune dintre cele două camere va fi sesizată de un traductor presiune-deplasare.

Ecuaţia continuităţii şi ecuaţia lui Bernoulli, scrise pe o linie de curent între punctele *1* şi *2* din coloana traductorului pentru situaţia de echilibru, sînt :

$$v_1 d = v_2 d, \tag{15}$$

$$\frac{P_1}{\rho} + \frac{v_1^2}{2} = \frac{P_2}{\rho} + \frac{v_2^2}{2}, \tag{16}$$

unde :

p şi v sînt presiunea şi viteza în punctele respective ;

d — diametrul fantei între cameră şi galeria traductorului.

Deci la echilibru $v_1 = v_2$ şi $P_1 = P_2$. La o deplasare a benzii spre interiorul camerei cu o distanţă Δd ecuaţiile devin :

$$(v_1 + \Delta v_1)(d + \Delta d) = (v_2 + \Delta v_2)(d - \Delta d),$$

$$\frac{P_1 + \Delta P_1}{\rho} + \frac{(v_1 + \Delta v_1)^2}{2} = \frac{P_2 + \Delta P_2}{\rho} + \frac{(v_2 + \Delta v_2)^2}{2}.$$

Din aceste ecuaţii prin neglijarea termenilor de gradul al doilea se obţine :

$$\Delta d (v_1 + v_2) = d (\Delta v_2 - \Delta v_1),$$

$$\Delta P = \Delta P_1 - \Delta P_2 = \rho v (\Delta v_2 - \Delta v_1).$$

Deci :

$$\Delta P = 2 \rho v^2 \frac{\Delta d}{d}. \tag{17}$$

Funcţia de transfer a tamponului de bandă cu traductor pneumatic va fi :

$$Y(s) = \frac{P(s)}{d(s)} = K, \tag{18}$$

unde :

$$K = 2 \rho v^2 \frac{1}{d}.$$

Mărimea de intrare în acest tampon este deplasarea benzii Δd din cameră şi această deplasare ia naştere ca o diferenţă între banda ce iese din cameră pentru a se înfăşura pe rola acceptoare şi banda introdusă în cameră datorită rotaţiei cabestanului.

Reiese că în cameră se realizează şi o comparaţie între cele două deplasări. Schema bloc a acestui sistem de reglare este dată în figura 6. Mărimea de intrare o constituie tensiunea de comandă pentru pornirea motorului rolei,

iar mărimea perturbatoare o constituie turaţia cabestanului şi se aplică în sistem printr-un element a cărui funcţie de transfer se calculează

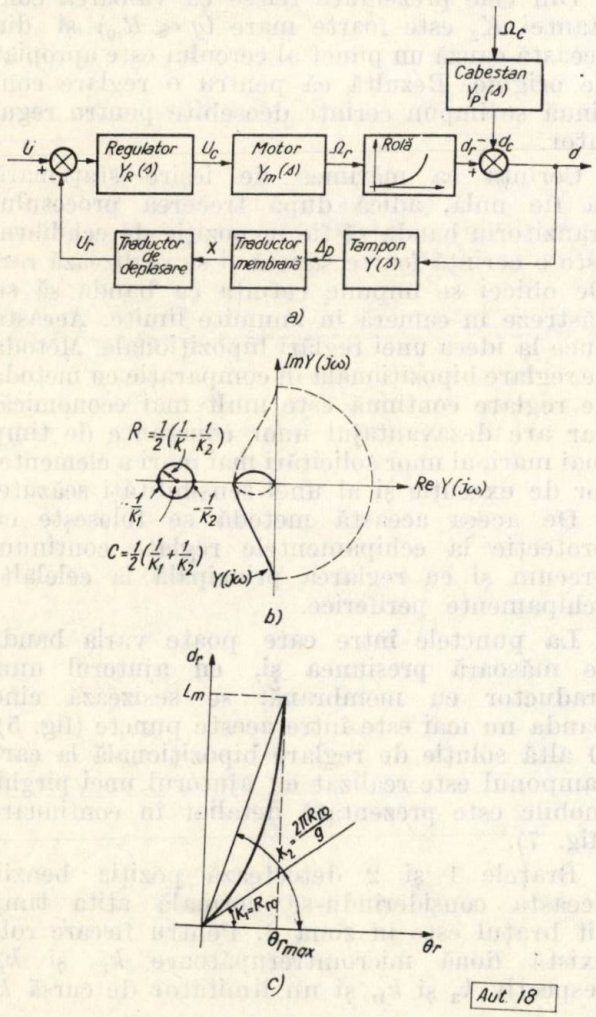


Fig. 6. *a*) Schema bloc de reglare a poziţiei benzii. *b*) Criteriul cercului. *c*) Caracteristica statică a elementului neliniar şi dreptele limită.

astfel. Deplasarea benzii datorită cabestanului este:

$$d_c = R_c \cdot \theta_c = R_c \cdot \int \Omega_c \, dt,$$

$$d_c(s) = R_c \frac{\Omega_c(s)}{s}.$$

Deci:

$$Y_p(s) = \frac{R_c}{s}. \tag{19}$$

Dar acest sistem de reglare este neliniar datorită însăşi rolei, deoarece banda înfăşurîndu-se, raza acesteia va varia. Deci deplasarea benzii datorită turaţiei rolei este:

$$d_r = R_r \int \Omega_r \, dt.$$

Considerăm grosimea benzii g şi atunci variaţia razei rolei este:

$$R_r = R_{r0} + g \frac{1}{2\pi} \int \Omega_r \, dt.$$

Deci:

$$d_r = \left(R_{r0} + g \frac{1}{2\pi} \int \Omega_r \, dt \right) \cdot \int \Omega_r dt. \tag{20}$$

Se observă că datorită acestui element neliniar, întreg sistemul este neliniar. Pentru efectuarea reglării folosindu-se totuşi teoria sistemelor automate liniare şi continue se ţine seamă că g este mult mai mic decît R_{r0} şi se consideră sistemul liniar pe porţiuni.

Dar sistemul se poate analiza folosind metode adecvate sistemelor neliniare: metoda planului fazelor [4], metoda a doua a lui Liapunov [4] sau criteriul cercului [5].

Ca exemplificare se arată studierea stabilităţii sistemului cu ajutorul criteriului cercului. Acest criteriu, care derivă direct din lucrările savantului român Popov, se referă la un sistem în buclă închisă, format dintr-un element liniar cu funcţia de transfer $Y(s)$ şi un element neliniar a cărui caracteristică statică este o funcţie $f(u)$. Cînd funcţia $f(u)$ are valori doar în cadranele I şi III şi poate fi mărginită de două drepte cu pantele respective K_1 şi K_2, atunci o condiţie suficientă pentru ca sistemul să fie stabil este ca diagrama Nyquist a elementului $Y(s)$ să nu intersecteze sau să înconjoare cercul cu centrul pe axa imaginară negativă şi care taie această axă în punctele $-\frac{1}{k_1}$ şi $-\frac{1}{k_2}$ (fig. 6, *b*). Deci acest cerc va avea centrul în punctul:

$$C\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} \right), 0 \right]$$

şi raza:

$$R = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{k_1} - \frac{1}{k_2} \right).$$

Menţionăm că această condiţie este o condiţie suficientă; intersecţia celor două curbe nu arată instabilitatea sistemului.

În cazul analizat, caracteristica statică este dată de relaţia (20) care se mai poate scrie:

$$d_r = R_{r0} \, \theta_r + \frac{g}{2\pi} \theta_r^2.$$

Această ecuaţie reprezintă o ramură de parabolă ce trece prin origine (fig. 6, *c*). (Amintim că se tratează cazul rolei acceptoare şi deci θ nu poate ajunge la valori negative. În cazul rolei debitoare, curba ar fi în cadranul III.)

Dreapta care va mărgini inferior parabola este chiar tangenta în origine la parabolă, a cărei pantă este:

$$K_1 = R_{r0}. \tag{21}$$

Pentru a afla cealaltă dreaptă trebuie să se ţină seamă de faptul că pe rolă lungimea care se poate înfăşura este finită (lungimea benzii l_m), deci parabola este limitată.

Calculînd punctul extrem al parabolei se obţine:

$$l_m = R_{r0}\,\theta + \frac{g}{2}\theta^2,$$

$$\theta_{r\,max} = \frac{-R_{r0} + \sqrt{R_{r0}^2 + 4\,l_m \frac{g}{2\pi}}}{2} =$$

$$= \frac{-R_{r0} + \left(R_{r0} + \frac{1}{R_{r0}} l_m \frac{g}{\pi}\right)}{2} = \frac{l_m\, g}{2\,R_{r0}\,\pi},$$

$$K_2 = \frac{l_m}{\frac{l_m\, g}{2\,R_{r0}\,\pi}} = \frac{2\,R_{r0}\,\pi}{g}. \tag{22}$$

În concluzie, pentru obţinerea stabilităţii sistemului, constantele regulatorului trebuie astfel alese încît diagrama Nyquist a părţii liniare a sistemului să nu intersecteze cercul cu centrul în punctul:

$$\left[-\frac{1}{2\,R_{r0}}\left(1 + \frac{g}{2\,\pi}\right), 0\right],$$

şi avînd raza:

$$R = \frac{1}{2\,R_{r0}}\left(1 - \frac{g}{2\,\pi}\right).$$

Pentru obţinerea funcţiei de transfer a părţii liniare a sistemului se folosesc regulile cunoscute din algebra funcţiilor de transfer [1].

Din cele prezentate reiese că valoarea constantei K_2 este foarte mare ($g \ll R_{r0}$) şi din această cauză un punct al cercului este apropiat de origine. Rezultă că pentru o reglare continuă se impun cerinţe deosebite pentru regulator.

Cerinţa ca mărimea de ieşire staţionară să fie nulă, adică după trecerea procesului tranzitoriu banda să fie în poziţie de echilibru, este o cerinţă foarte strictă şi se realizează rar. De obicei se impune cerinţa ca banda să se păstreze în cameră în anumite limite. Aceasta duce la ideea unei reglări bipoziţionale. Metoda de reglare bipoziţională în comparaţie cu metoda de reglare continuă este mult mai economică, dar are dezavantajul unor constante de timp mai mari, al unor solicitări mai mari a elementelor de execuţie şi al unei sensibilităţi scăzute.

De aceea această metodă se foloseşte ca protecţie la echipamentele reglate continuu, precum şi cu reglarea principală la celelalte echipamente periferice.

La punctele între care poate varia banda se măsoară presiunea şi, cu ajutorul unui traductor cu membrană, se sesizează cînd banda nu mai este între aceste puncte (fig. 5). O altă soluţie de reglare bipoziţională la care tamponul este realizat cu ajutorul unei pîrghii mobile este prezentată detaliat în continuare (fig. 7).

Braţele 1 şi 2 detectează poziţia benzii, aceasta considerîndu-se normală atîta timp cît braţul este în zona 2. Pentru fiecare rolă există două microîntrerupătoare k_1 şi k_2, respectiv k_3 şi k_4, şi un limitator de cursă k_5

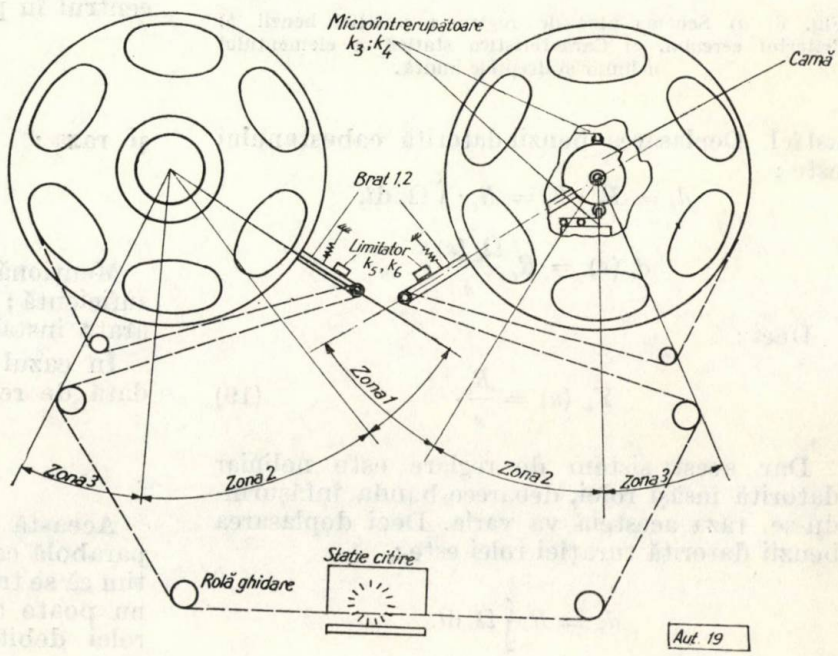


Fig. 7. Schema de principiu de reglare bipoziţională pentru un derulor de bandă.

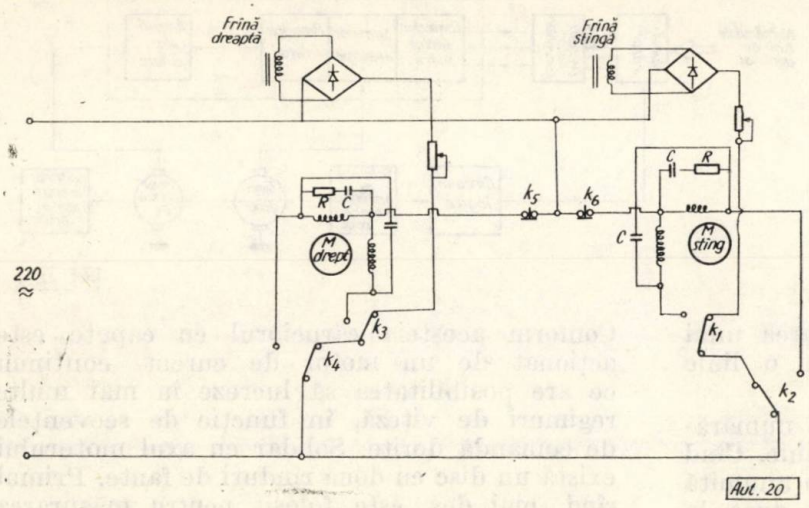


Fig. 8. Schema electrică a sistemului de reglare bipoziţională pentru un derulor de bandă.

respectiv k_6. Cama ce acţionează microîntrerupătoarele k_3, k_4 este astfel proiectată încît, atunci cînd braţul este în zona *1*, microîntrerupătorul k_4 este închis şi cînd este în zona *3*, microîntrerupătorul k_3 este închis; în zona *2*, ambele sînt deschise. Fiecare rolă este antrenată de un motor reversibil şi este prevăzută cu cîte o frînă electromagnetică acţionată cu curent continuu. Sensul de rotaţie a motorului este schimbat prin schimbarea fazei, iar forţa de frînare este reglată manual cu ajutorul unui potenţiometru (fig. 8).

Presupunem că banda defilează de la stînga la dreapta şi că un exces de bandă apare la rola acceptoare.

În acest caz braţul 1 are tendinţa de a trece în zona 1, ceea ce produce închiderea microîntrerupătorului k_4. Frîna dreaptă se desface şi motorul drept începe să se rotească în sens antiorar cu viteză mai mare decît viteza de defilare. Banda este trasă, iar braţul 1 trece în zona *2*, ceea ce face ca motorul drept să se oprească (k_4 deschis, frîna acţionată). Se va forma din nou un exces de bandă şi procesul începe din nou. Cînd defilarea are loc de la dreapta la stînga vor intra în funcţiune microîntrerupătorul k_2, respectiv braţul va oscila din zona 2 în zona 3. Pentru protecţie se pun limitatoarele de cursă k_5, k_6 care taie alimentarea motorului pentru cazurile cînd un braţ este liber (de exemplu cînd banda se rupe).

Problema reglării poziţiei este deseori rezolvată cu ajutorul sistemelor de reglare numerice. În echipamentele periferice se face o îmbinare armonioasă între natura liniară de lucru a unor elemente de execuţie sau traductoare şi caracterul numeric al mărimilor de intrare sau ieşire. Un exemplu care ilustrează cele de mai sus este utilizarea motorului de curent continuu, în special a motoarelor cu rotor imprimat, pentru a realiza funcţiuni de motor pas cu pas. Schema tipică de lucru este dată în figura 9.

Pentru a realiza o mărime de ieşire discretă în funcţie de o mărime de intrare de tip treaptă cu un element de execuţie liniar se utilizează în bucla de reacţie un convertor analog-numeric care este în figură discul cu fante [2]. Pentru micşorarea timpului de răspuns la comanda de intrare treaptă s-a introdus un tahogenerator pe bucla de reacţie analogică.

După aceeaşi idee se realizează avansul hîrtiei la imprimatorul Honeywell 222. Schema principală de lucru este indicată în figura 10. Pentru a avansa hîrtia imprimatorului cu m linii într-un numărător se introduce în binar cifra m. Un circuit de decodificare, în funcţie de mărimea cifrei ce reprezintă numărul de linii cu care trebuie avansată hîrtia, va comanda un convertor numeric-analogic care poate furniza trei nivele de tensiune funcţie de numărul conţinut în numărător. Cu cît tensiunea este mai mare, cu atît viteza de lucru a motorului este mai mare.

Pe axul motorului este fixat un tahogenerator care dă o mărime de reacţie analogică şi tot-

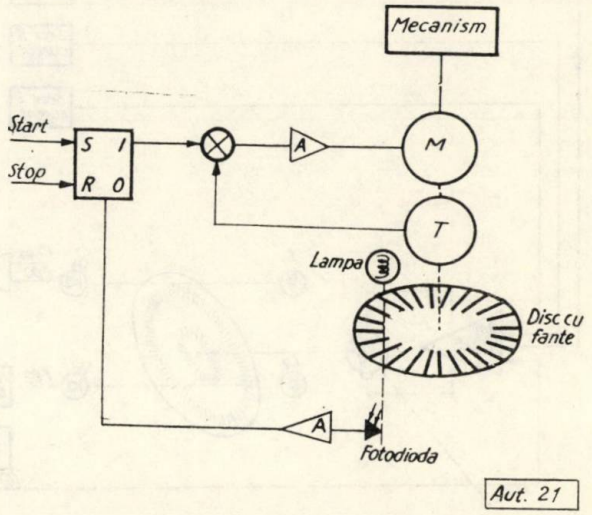


Fig. 9. Utilizarea motorului de curent continuu pentru realizarea unor deplasări de tip pas cu pas.

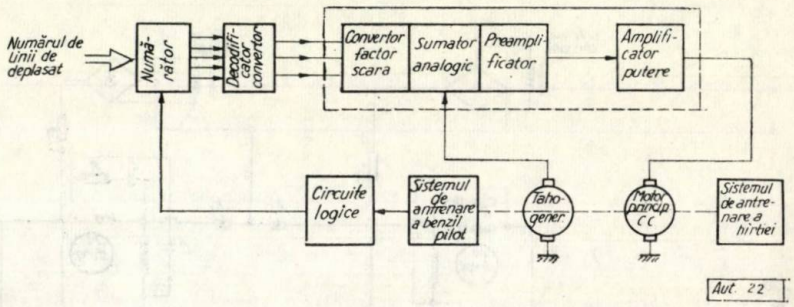


Fig. 10. Schema de principiu a dispozitivului de avans al hîrtiei la imprimatorul Honeywell 222.

odată un sistem care permite emiterea unui impuls pentru fiecare deplasare cu o linie a hîrtiei (bandă perforată pilot).

Acest impuls va micşora conţinutul numărătorului cu o unitate pentru fiecare linie. Cînd conţinutul numărătorului scade sub o anumită limită, scade şi tensiunea, ceea ce duce la micşorarea turaţiei motorului. Cînd conţinutul numărătorului este zero, tensiunea aplicată motorului devine zero şi motorul se opreşte. În felul acesta s-a realizat o deplasare a hîrtiei în timpul cel mai scurt, cu şocuri minime.

Schema bloc generală a sistemului de reglare este prezentată în figura 11, iar realizarea practică este descrisă în literatura de specialitate [2].

La echipamentele de discuri magnetice se întîlneşte un sistem de reglare analog-numeric pentru comanda căruciorului cu capete. Discul este împărţit de obicei în 203 piste. Comanda de acces la o pistă se face de la calculator şi, pentru a se obţine un timp de acces cît mai mic, este nevoie ca viteza de deplasare a căruciorului să fie cît mai mare.

Pentru aceasta se utilizează un regulator optimal în funcţie de viteză şi de distanţa ce trebuie parcursă. Schema de principiu a acestui tip de sistem este dată în figura 12.

Conform acesteia căruciorul cu capete este acţionat de un motor de curent continuu ce are posibilitatea să lucreze în mai multe regimuri de viteză, în funcţie de secvenţele de comandă dorite. Solidar cu axul motorului există un disc cu două rînduri de fante. Primul rînd, mai des, este folosit pentru măsurarea

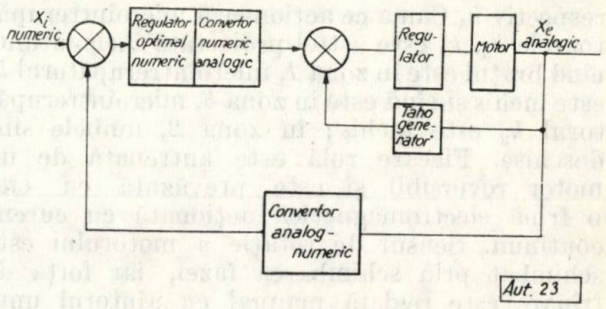


Fig. 11. Sistemul de reglare utilizat la imprimatorul Honeywell 222.

vitezei motorului, în timp ce al doilea rînd este folosit pentru măsurarea poziţiei căruciorului. Fotodioda FD_1 dă impulsuri de curent pentru fiecare fantă de pe primul rînd. Printr-o poartă ce este validată de impulsurile de ceas se numără cîte impulsuri există în unitatea de timp, ceea ce dă mărimea vitezei în acel

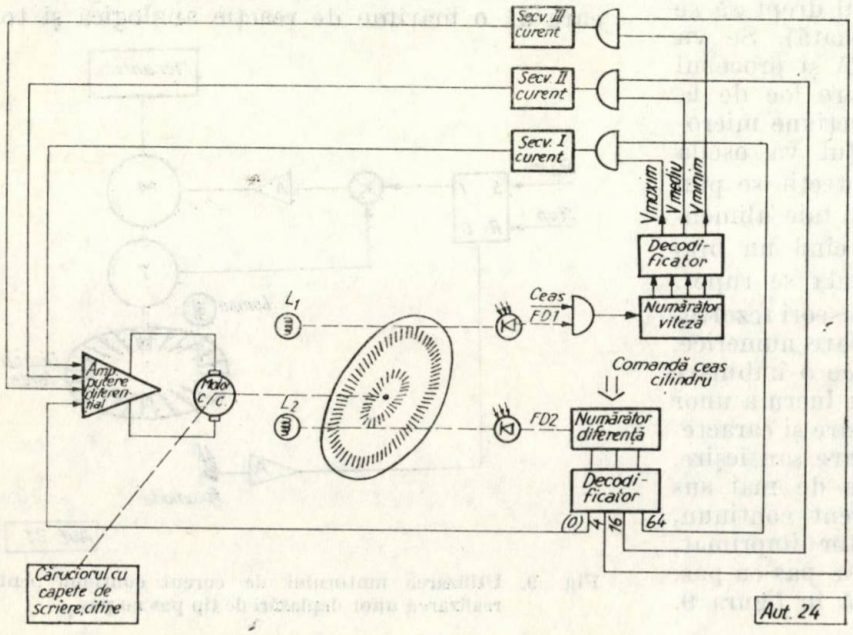


Fig. 12. Schema de principiu a dispozitivului de poziţionare a capetelor pentru discurile magnetice.

moment. Decodificatorul cu prag va sesiza trei viteze care sînt alese experimental ca fiind optime.

Presupunem că apare o comandă de poziţionare a căruciorului. În acest caz, numărul este introdus în numărătorul diferenţă.

Dacă conţinutul numărătorului este mai mare decît 64, motorul este comandat să lucreze cu viteza maximă posibilă. Acest lucru este sesizat de numărătorul de viteză, obţinîndu-se un semnal V_{max} . Pentru fiecare pistă parcursă, conţinutul numărătorului diferenţă este micşorat cu 1. Cînd acesta ajunge la 64, se dă comanda de primă reducere a vitezei. După ce viteza s-a redus, apare $V_{mediu.}$. Cînd numărătorul diferenţă ajunge la 16, se dă comanda pentru o a doua reducere a vitezei, astfel are loc o reglare a vitezei în funcţie de distanţa parcursă şi de viteza anterioară.

3. Concluzii

Din tratarea principalelor probleme legate de folosirea sistemelor de reglare la echipamentele periferice rezultă că avantajele utilizării acestora constau în: *1.* mărirea flexibilităţii echipamentului; *2.* uniformizarea răspunsului la variaţia sarcinii; *3.* micşorarea timpului de răspuns; *4.* mărirea siguranţei în funcţionare; *5.* posibilitatea de lucru cu mai multe viteze şi cu mişcări bidirecţionale; *6.* unificarea sistemelor de reglare pentru a accepta intrări logice standard.

Utilizarea metodelor de calcul analitice şi grafoanalitice duce la proiectarea cît mai corectă a dispozitivelor de reglare, asigurînd astfel îmbunătăţirea performanţelor echipamentelor periferice.

Dacă reglarea vitezei a putut fi tratată cu ajutorul teoriei sistemelor automate liniare şi continue şi deci calculul de proiectare nu a ridicat probleme deosebite, în schimb reglarea poziţiei la marea majoritate a echipamentelor periferice a necesitat cunoştinţe speciale asupra sistemelor neliniare şi a celor eşantionate. Din această cauză, mult timp dispozitivele de reglare folosite erau proiectate şi calculate pe bază de rezultate practice obţinute prin încercări experimentale.

Astfel dispozitivele de reglare erau în marea lor majoritate dispozitive bipoziţionale, care nu aveau sensibilitatea celor continue şi acest fapt se reflectă asupra performanţelor realizate.

Progresele realizate în teoria sistemelor automate neliniare şi mai ales elaborarea de metodologii de calcul simplificate ce au putut fi folosite în proiectare au dus la construirea de dispozitive continue care să satisfacă cerinţele echipamentelor periferice ale sistemelor moderne de calcul.

Metodele de calcul prezentate în cadrul acestui articol conţin indicaţii asupra posibilităţilor de folosire a teoriei sistemelor de reglare automată în proiectarea de echipamente necesare sistemelor moderne de calcul. Bineînţeles că aceste metode nu sînt singurele, putîndu-se folosi cunoştinţele teoretice pentru imaginarea altor metode. De asemenea pentru o proiectare automată se pot programa metode de calcul cu folosirea calculatoarelor electronice.

Dispozitivele de reglare descrise au căutat să acopere principalele tipuri utilizate, pentru a crea o imagine cît mai clară asupra realizărilor din acest domeniu. S-a insistat asupra dispozitivelor de reglare proiectate nu atît ca urmare a unui calcul riguros cît pe baza rezultatelor practice obţinute de diversele firme producătoare cu experienţă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice.* Bucureşti, Editura Academiei, 1959.

[2] Fitzgerald, T. *Poles and zeros in peripherals.* În: Computer design, 7, nr. 12, 1968, p. 36—43.

[3] *Fundamentals of digital magnetic tape units.* Field engineering division dept. UNIVAC, Londra, 1968.

[4] Gibson, W. *Sisteme de reglare automată neliniare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[5] Shapiro, E. Y. *Circle criterion for nonlinear system instability.* În: Control engineering, 17, nr. 3, 1970, p. 81—83.

Ing. DORIN GHECIU

Multiplicator binar rapid

1. Metode de reducere a timpului de înmulţire

Datorită frecvenţei mari de apariţie a operaţiei de înmulţire (o statistică indică un raport de 1 la 3 între numărul înmulţirilor şi numărul total al operaţiilor aritmetice ce intervin în calculator pentru rezolvarea problemelor ştiinţifice [1]), micşorarea timpului de efectuare a acestei operaţii aduce o contribuţie importantă la mărirea vitezei de lucru a calculatorului.

Metoda cea mai simplă, dar şi cea mai lentă, de înmulţire cu ajutorul calculatorului constă în examinarea succesivă a biţilor înmulţitorului: dacă bitul examinat la un moment dat este 1, se efectuează o adunare a deînmulţitului la produsul parţial, urmată de o deplasare cu o poziţie a produsului parţial şi a înmulţitorului; dacă bitul este 0, se efectuează numai deplasarea.

Notînd cu m numărul biţilor înmulţitorului, metoda implică în medie $m/2$ adunări şi m deplasări.

Metodele de accelerare a înmulţirii enumerate în continuare pot fi aplicate indiferent de modul de reprezentare al numerelor binare în calculator [2].

1.1. *Deplasări peste secvenţe de 0-uri*

Dacă în înmulţitor se detectează o secvenţă de n zero-uri, atunci în loc să se efectueze succesiv n deplasări cu o poziţie ale produsului parţial, se efectuează o singură deplasare peste n poziţii.

1.2. *Înmulţirea cu mai mulţi biţi ai înmulţitorului, simultan*

Se utilizează de obicei înmulţirea cu doi sau trei biţi ai înmulţitorului, simultan. Metoda este expusă în [3].

1.3. *Codarea înmulţitorului.*

Metoda duce la micşorarea numărului de adunări. Ea este prezentată în lucrările [3], [4] şi [5].

1.4. *Memorarea transporturilor*

Aplicarea metodei determină reducerea timpului de efectuare a fiecărei adunări. Metoda este expusă în [6], [7].

1.5. *Multiplicator complet paralel*

În loc ca biţii înmulţitorului să fie examinaţi succesiv, toţi biţii înmulţitorului şi deînmulţitului se iau simultan în calcul. Această metodă este prezentată în lucrările [1] şi [8].

2. Multiplicator binar rapid

2.1. *Caracteristicile multiplicatorului*

În cele ce urmează se expun schemele logice ale unui multiplicator care realizează o combinaţie a metodelor prezentate la punctele 1.1, 1.3 şi 1.4.

Metoda 1.1 reduce numărul de deplasări; metoda 1.3 reduce numărul de adunări (scăderi); metoda 1.4 micşorează timpul de efectuare a adunărilor (scăderilor). În consecinţă, efectele celor trei metode asupra timpului de înmulţire se cumulează. În plus, deoarece metoda 1.3 transformă secvenţele de 1 în secvenţe de 0, reducerea numărului de deplasări prin metoda 1.1 va fi mai pronunţată.

S-a adoptat soluţia de a se prevedea deplasări peste una şi peste două poziţii, simultan. În raport cu metoda utilizînd numai deplasări duble [3], această metodă permite o codificare a înmulţitorului, care duce la un număr mai mic de operaţii de adunare (scădere). De asemenea nu trebuie să se dispună de multiplii cu 2 şi 4 ai deînmulţitului. În ce priveşte deplasarea peste o poziţie, aceasta este oricum necesară pentru alinierea termenilor atunci cînd se îndeplineşte o instrucţiune de adunare sau scădere.

Înmulţirea se realizează prin deplasări la dreapta date înmulţitorului şi produselor parţiale. Dacă înmulţirea s-ar fi realizat prin deplasări la stînga, ar fi fost posibil ca o serie de circuite ale multiplicatorului să fie folosite şi pentru efectuarea instrucţiunilor de împărţire (care cer, oricare ar fi metoda folosită, deplasări spre stînga). Dar pe de altă parte ar fi fost necesar ca sumatorul să aibă o lungime dublă, deoarece însumarea trebuie făcută de-a lungul întregii lungimi a produsului parţial din momentul respectiv. De asemenea, în cazul deplasărilor spre stînga, codarea înmulţitorului este mai complicată şi duce la un număr de deplasări mai mare.

Multiplicatorul este adaptat pentru operaţii în virgulă mobilă, cu numere negative exprimate prin complementul faţă de doi.

Deoarece operaţiile ce trebuie executate cu părţile exponenţiale ale numerelor sînt aceleaşi ca în cazul normal de înmulţire, ele nu vor fi prezentate.

2.2. *Schema bloc a multiplicatorului*

Schema bloc este prezentată în figura 1.

Registrul produselor parţiale este un registru acumulator, care participă şi la operaţia de adunare (scădere), după cum se va arăta

la punctul 2.3, şi este în consecinţă inclus în blocul sumatorului.

Funcţiunile fiecărui bloc vor fi explicate în continuare.

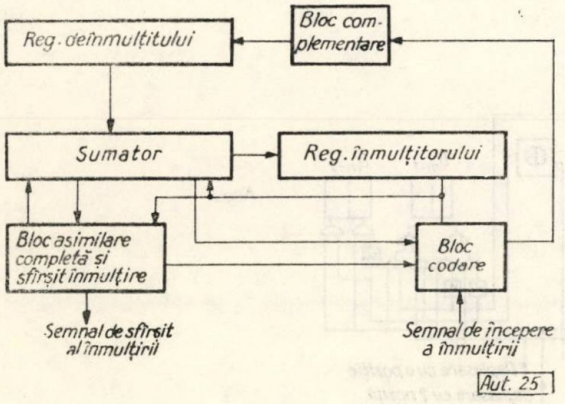


Fig. 1

2.3. *Sumatorul*

Sumatorul este alcătuit din două părţi: un sumator cu memorarea transporturilor, folosit pentru toate rangurile numerelor de adunat, cu excepţia primelor cinci ranguri (cele mai mari), şi un sumator cu asimilarea rapidă, prin salturi, a transporturilor, folosit pentru primele cinci ranguri. Necesitatea acestui din urmă sumator este expusă la punctul 2.3.2.

2.3.1. *Sumator cu memorarea transporturilor*

Sumatorul foloseşte un registru acumulator, cei doi termeni ai adunării fiind conţinuţi unul în registrul deînmulţitului, celălalt (produsul parţial) în registrul acumulator, iar rezultatul adunării apare tot în registrul acumulator.

Faţă de cazul în care s-ar fi folosit cîte un sumator cu trei intrări şi două ieşiri pentru fiecare rang, folosirea registrului acumulator este mult mai economică: se elimină necesitatea unui registru suplimentar pentru sumă, iar operaţiile logice cerute de adunare se pot realiza foarte simplu, aşa cum se va arăta mai jos. Dezavantajul constă în timpul mai mare de efectuare a adunării, deoarece transporturile se propagă prin basculareа succesivă a bistabililor registrului acumulator. Dar dacă, aşa cum este cazul, sumatorul foloseşte metoda memorării transporturilor, acest dezavantaj este în parte eliminat.

Schema logică a sumatorului cu memorarea transporturilor este prezentată în figura 2.

Registrul A este registrul acumulator, iar registrul C serveşte pentru memorarea transporturilor. Suma numerelor conţinute în registrele A şi C reprezintă produsul parţial din momentul respectiv. Registrul D este registrul deînmulţitului.

Presupunem că în momentul i apare o comandă de adunare a deînmulţitului cu produsul parţial. În registrul A se găseşte în acest moment numărul: $a^i_{m-1}\, a^i_{m-2} \ldots a^i_j\, a^i_{j-1}\, a^i_{j-2} \ldots a^i_0$, în registrul C numărul: $c^i_{m-1}\, c^i_{m-2} \ldots c^i_j\, c^i_{j-1} c^i_{j-2} \ldots c^i_0$, iar în registrul D numărul: $d_{m-1}\, d_{m-2} \ldots \ldots d_j\, d_{j-1} d_{j-2} \ldots d_0$ (numărul din D reprezentînd deînmulţitul, nu depinde de i).

În prima etapă se realizează, pentru fiecare rang, operaţiile: $a^i_j \oplus d_j$, rezultatul apărînd în registrul A la poziţia j; $c^i_j \vee a^i_{j-1} \cdot d_{j-1}$, rezultatul apărînd în registrul C la poziţia j. În a doua etapă au loc pentru fiecare rang operaţiile: $a^i_j \oplus d_j \oplus (c^i_j \vee a^i_{j-1} \cdot d_{j-1})$, rezultatul apărînd în registrul A la poziţia j şi reprezentînd a^{i+1}_j; $(a^i_{j-1} \oplus d_{j-1}) \cdot (c^i_{j-1} \vee a^i_{j-2} \cdot d_{j-2})$ rezultatul apărînd în registrul C la poziţia j şi reprezentînd c^{i+1}_j.

Operaţiile se realizează practic în modul următor (fig. 3):

— Pentru îndeplinirea etapei I se aplică un impuls de deschidere a porţilor ŞI' şi ŞI''; dacă $d_{j-1} = 0$, nu apare impuls la ieşirea lui $ŞI_{j-1}$; dacă $d_{j-1} = 1$, apare impuls la ieşirea lui $ŞI_{j-1}$, care transformă pe a_{j-1} în $\bar{a}_{j-1}$. Se poate verifica uşor că astfel se îndeplineşte operaţia $d_{j-1} \oplus a_{j-1}$.

Dacă $d_{j-1} \cdot a_{j-1} = 1$, atunci la ieşirea porţii $ŞI''_{j-1}$ apare un impuls care trece bistabilul c_j în starea 1. Deci după etapa I, în bistabilul c_j se va găsi $c_j \vee a_{j-1} \cdot d_{j-1}$.

— Pentru îndeplinirea etapei a II-a se aplică un impuls care anulează registrul C. Suma

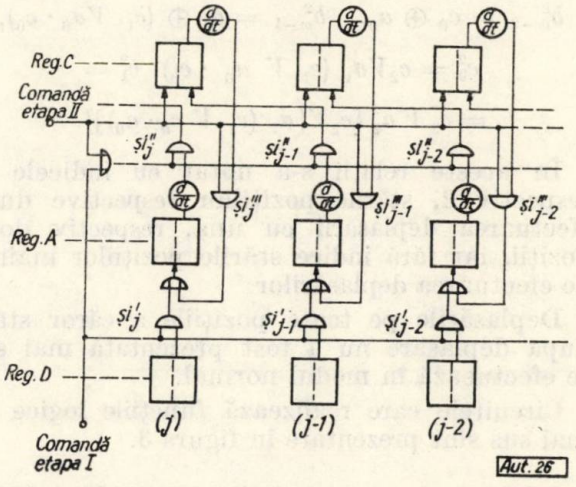


Fig. 2

modulo-2 şi conjuncţia cerute de etapa a II-a se efectuează în acelaşi mod ca la etapa I.

În procesul de înmulţire intervin deplasări la dreapta, date simultan produselor parţiale şi înmulţitorului. Pentru a se economisi un registru, biţii ieşiţi în urma deplasărilor prin marginea dreaptă a registrului produselor parţiale sînt introduşi în marginea stîngă a registrului înmulţitorului, care se goleşte în urma

aceloraşi deplasări. Pentru aceasta trebuie asimilate (de-a lungul unei poziţii sau două, după cum se dă deplasare cu una sau cu două poziţii) transporturile care ajung în marginea dreaptă a registrului C. O soluţie ar fi să se realizeze

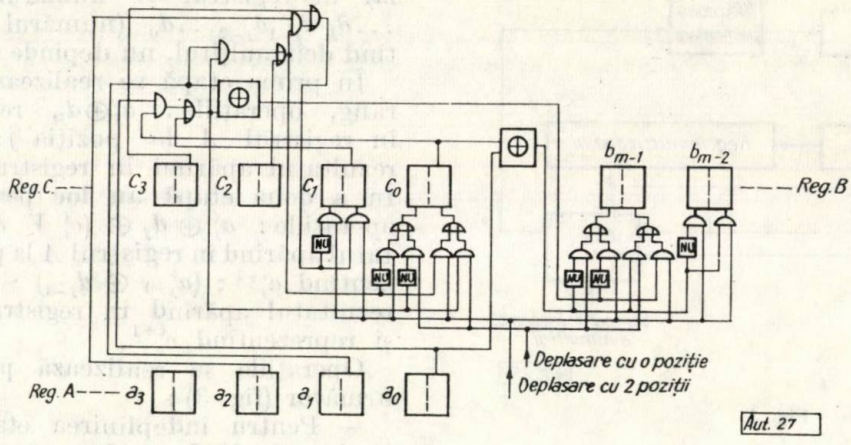


Fig. 3

asimilarea acestor transporturi, după care să se dea deplasarea; dar astfel s-ar introduce o întîrziere suplimentară. De aceea asimilarea trebuie realizată simultan cu deplasarea, conform relaţiilor următoare :

— în cazul deplasării cu o poziţie :

$$b^1_{m-1} = c_0 \oplus a_0,\ c^1_0 = c_1\ V c_0 \cdot a_0;$$

—în cazul deplasării cu două poziţii :

$$b^2_{m-2} = c_0 \oplus a_0,\quad b^2_{m-1} = a_1 \oplus (c_1\ V a_0 \cdot c_0),$$

$$c^2_0 = c_2 V a_1\ (c_1\ V\ a_0 \cdot c_0),\ c^2_1 =$$

$$= c_3\ V\ a_2\ \{c_2 V [a_1\ (c_1\ V\ c_0 \cdot a_0)]\}.$$

În aceste relaţii s-a notat cu indicele 1, respectiv 2, stările poziţiilor respective după efectuarea deplasării cu una, respectiv două poziţii, iar fără indice stările poziţiilor înainte de efectuarea deplasărilor.

Deplasările pe toate poziţiile a căror stare după deplasare nu a fost prezentată mai sus se efectuează în modul normal.

Circuitele care realizează funcţiile logice de mai sus sînt prezentate în figura 3.

2.3.2. *Sumator cu asimilarea rapidă a transporturilor*

Atunci cînd după o adunare (scădere) produsul parţial care rezultă este negativ (bitul de ordinul cel mai mare este 1), în timpul deplasărilor spre dreapta trebuie introduşi biţi 1 în poziţiile golite din stînga registrului produselor parţiale (pentru a se păstra exprimarea corectă, în formă complementară, a produsului parţial). Dacă produsul parţial este pozitiv (bitul de rang cel mai înalt este 0), în poziţiile golite trebuie introduşi biţi 0. Trebuie deci să se cunoască semnul produsului parţial care rezultă după o adunare (scădere). În acest scop ar trebui asimilate transporturile; pentru a se evita aceasta, în timpul unei adunări (scăderi) se efectuează o asimilare rapidă a transporturilor numai pe primele cinci ranguri folosindu-se sumatorul din figura 4.

Însumarea decurge tot în două etape, în prima etapă efectuîndu-se aceleaşi operaţii ca la prima etapă de însumare pentru sumatorul cu memorarea transporturilor.

În a doua etapă sînt asimilate rapid atît transporturile generate pe primele cinci poziţii, cît şi eventualul transport provenind de la rangul m—6 (rangul cel mai înalt al sumatorului cu memorarea transporturilor).

Dacă se sesizează că un bistabil al registrului A este în starea 1, transportul care apare pe poziţia respectivă trece şi pe poziţia imediat superioară; dacă se sesizează şi pe această poziţie starea 1, transportul trece şi mai departe etc.

Desigur că acest sumator ar putea fi utilizat pentru toate rangurile registrului A, eliminîndu-se necesitatea memorării transporturilor, însă complexitatea circuitelor creşte foarte repede cu numărul rangurilor.

Există primejdia ca asimilarea transporturilor numai pe primele cinci ranguri să nu fie suficientă pentru stabilirea semnului produsului parţial, deoarece ar putea apărea un transport în urma asimilării transporturilor de pe celelalte ranguri. Dacă se stabileşte această posibilitate, trebuie comandată asimilarea completă. Circuitul care comandă asimilarea completă va fi prezentat la punctul 2.6.

O dată stabilit semnul corect al produsului parţial, introducerea biţilor 1 sau 0 în timpul deplasărilor se efectuează simplu, cu o singură modificare adusă circuitelor obişnuite de deplasare : în cazul deplasărilor cu două poziţii, bitul de pe rangul cel mai mare (b_{m-1}) trebuie introdus nu numai în b_{m-3}, ci şi în b_{m-2}.

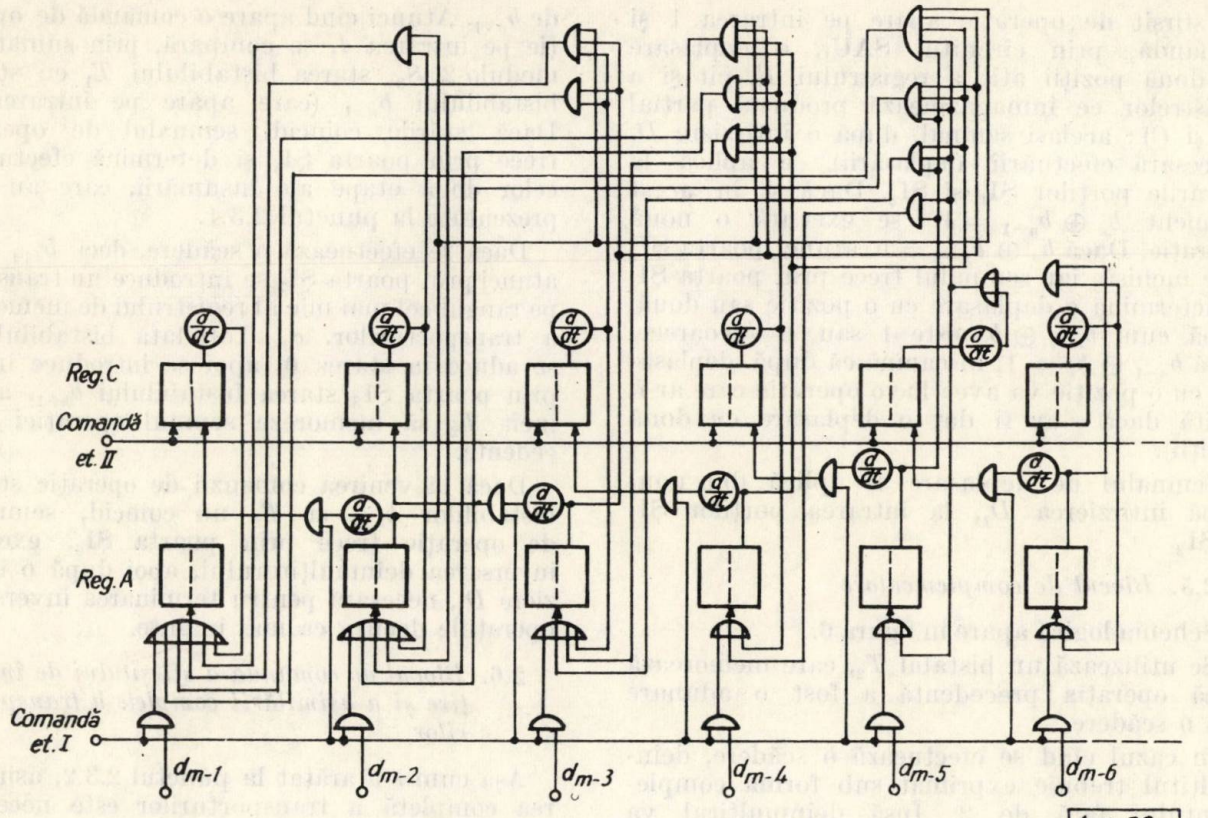


Fig. 4

2.4. *Blocul de codare a înmulţitorului*

Schema logică este prezentată în figura 5. În cazul deplasărilor spre dreapta, dacă la marginea dreaptă a registrului B a ajuns un bit

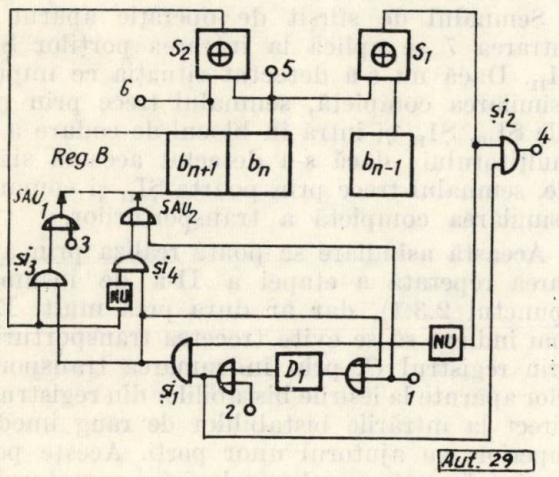


Fig. 5

oarecare b_n, codarea se realizează în modul următor :

$$c_n = (b_n \oplus b_{n-1})\ \bar{c}_{n-1}, \qquad (1)$$

$$s_n = b_{n+1}, \qquad (2)$$

unde :

c_n indică dacă pe poziţia respectivă se efectuează o operaţie de adunare (scădere) sau nu; astfel $c_n = 1$ înseamnă operaţie, iar $c_n = 0$ înseamnă deplasare;

s_n — semnul operaţiei; dacă $s_n = 1$, se efectuează o scădere, iar dacă $s_n = 0$, se efectuează o adunare.

Se observă că este necesar să se adauge un bistabil T_1 la dreapta registrului B, în care să se memoreze bitul anterior (b_{n-1}) al înmulţitorului. La începutul înmulţirii, bistabilul T_1 este în starea 0, apoi participă la deplasări ca un bistabil obişnuit al registrului B.

Din relaţia (1) se observă că operaţiile sînt despărţite de cel puţin o deplasare (deoarece, dacă a avut loc anterior o operaţie, $\bar{c}_{n-1} = 0$). De aceea după fiecare operaţie se dă automat o deplasare cu două poziţii, aşa încît nu mai este necesar să se memoreze dacă a avut loc anterior o operaţie, iar relaţia (1) se transformă în :

$$c_n = b_n \oplus b_{n-1}. \qquad (1')$$

Practic codarea se realizează astfel : impulsul care comandă începutul înmulţirii se aplică la intrarea 2. Dacă $b_n \oplus b_{n-1} = 1$ (iniţial $b_{n-1} = 0$), atunci impulsul trece prin poarta $\hat{S}I_2$ şi determină efectuarea unei operaţii. Semnalul

de sfîrşit de operaţie apare pe intrarea 1 şi comandă, prin circuitul SAU_1, o deplasare cu două poziţii atît a registrului B, cît şi a registrelor ce înmagazinează produsul parţial (A şi C); acelaşi semnal, după o întîrziere D_1 (necesară efectuării deplasării) se aplică la intrările porţilor $ŞI_1$ şi $ŞI_2$. Dacă şi în acest moment $b_n \oplus b_{n-1} = 1$, se execută o nouă operaţie. Dacă $b_n \oplus b_{n-1} = 0$, atunci poarta $ŞI_2$ este închisă, iar semnalul trece prin poarta $ŞI_1$ şi determină o deplasare cu o poziţie sau două, după cum $b_{n-1} \oplus b_n$ este 1 sau 0 (deoarece, dacă $b_{n-1} \oplus b_n = 1$, înseamnă că după deplasarea cu o poziţie va avea loc o operaţie care ar fi sărită dacă s-ar fi dat o deplasare cu două poziţii).

Semnalul de deplasare se aplică din nou, după întîrzierea D_1, la intrarea porţilor $ŞI_1$ şi $ŞI_2$.

2.5. *Blocul de complementare*

Schema logică apare în figura 6.

Se utilizează un bistabil T_2, care memorează dacă operaţia precedentă a fost o adunare sau o scădere.

În cazul cînd se efectuează o scădere, deînmulţitul trebuie exprimat sub forma complementului faţă de 2. Însă deînmulţitul va fi doar inversat (ceea ce se poate realiza uşor, prin aplicarea unui impuls pe intrările de

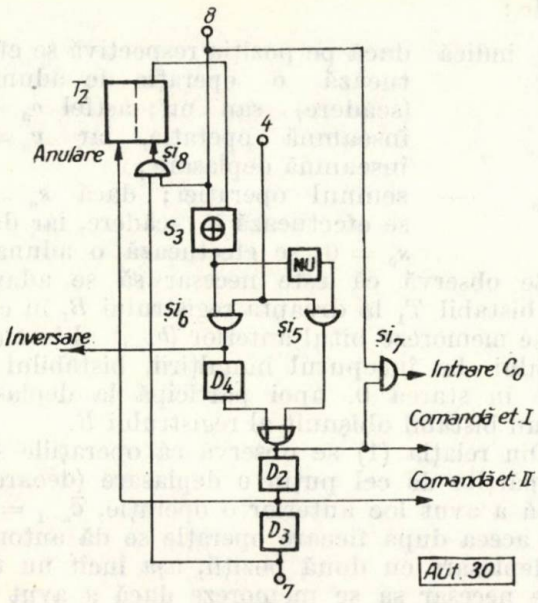


Fig. 6

numărare ale tuturor bistabililor registrului D), iar transportul, care trebuie introdus pe poziţia cea mai puţin semnificativă a deînmulţitului, va fi introdus direct în sumator.

După cum s-a văzut la punctul 2.4, semnul operaţiei ce trebuie să se efectueze este dat de b_{n+1}. Atunci cînd apare o comandă de operaţie pe intrarea *4*, se compară, prin sumatorul modulo-2 S_3, starea bistabilului T_1 cu starea bistabilului b_{n+1} (care apare pe intrarea *8*). Dacă stările coincid, semnalul de operaţie trece prin poarta $ŞI_5$ şi determină efectuarea celor două etape ale însumării, care au fost prezentate la punctul 2.3.1.

Dacă se efectuează o scădere, deci $b_{n+1} = 1$, atunci prin poarta $ŞI_7$ se introduce un transport pe rangul cel mai mic al registrului de memorare a transporturilor, c_0. Totodată bistabilul T_2 se aduce în starea 0, apoi se introduce în el, prin poarta $ŞI_8$ starea bistabilului b_{n+1}, astfel încît T_2 să memoreze semnul operaţiei precedente.

Dacă la venirea comenzii de operaţie stările bistabililor b_{n+1} şi T_2 nu coincid, semnalul de operaţie trece prin poarta $ŞI_6$, execută inversarea deînmulţitorului, apoi după o întîrziere D_4, necesară pentru terminarea inversării, operaţiile decurg ca mai înainte.

2.6. *Blocul de comandă a sfîrşitului de înmulţire şi a asimilării complete a transporturilor*

Aşa cum s-a arătat la punctul 2.3.2, asimilarea completă a transporturilor este necesară atunci cînd ar putea apărea un transport pe rangul cel mai înalt (a_{m-1}) al produsului parţial. Dar pentru ca să poată apărea acest transport, trebuie ca, după o operaţie de adunare (scădere), $a_{m-2} = a_{m-3} = a_{m-4} = a_{m-5} = a_{m-6} = 1$ (deoarece transporturile generate pe primele şase poziţii s-au asimilat deja). Această situaţie se detectează cu circuitul $ŞI_9$ din figura 7.

Semnalul de sfîrşit de operaţie apărut pe intrarea *7* se aplică la intrarea porţilor $ŞI_{10}$, $ŞI_{11}$. Dacă nu s-a detectat situaţia ce impune asimilarea completă, semnalul trece prin porţile $ŞI_{10}$, $ŞI_{12}$ şi intră în blocul de codare a înmulţitorului; dacă s-a detectat această situaţie, semnalul trece prin poarta $ŞI_{11}$ şi comandă asimilarea completă a transporturilor.

Această asimilare se poate realiza prin aplicarea repetată a etapei a II-a de însumare (punctul 2.3.1), dar ar dura prea mult. Este mai indicat să se evite trecerea transporturilor prin registrul C, prin îndrumarea transporturilor apărute la ieşirile bistabililor din registrul A direct la intrările bistabililor de rang imediat superior, cu ajutorul unor porţi. Aceste porţi nu sînt figurate în schema logică a sumatorului.

După o întîrziere D_5, necesară pentru terminarea asimilării complete, semnalul intră prin poarta $ŞI_{12}$ în blocul de codare a înmulţitorului.

La sfîrşitul înmulţirii, pentru obţinerea produsului în formă corectă, trebuie modificată metoda de codare ce s-a aplicat pînă înainte de ultima operaţie.

La sfîrşitul înmulţirii sînt posibile următoarele două cazuri (lucrîndu-se în virgulă mobilă, înmulţitorul este normalizat) : ultima operaţie de adunare sau scădere se execută pe poziţia cifrei-semn, ca de exemplu în cazul înmulţitorilor de forma 0,11 ... (adunare pe prima poziţie din stînga) şi 1,000 ... (scădere pe prima poziţie din stînga), sau se execută cu o poziţie înainte de cifra-semn în cazurile 0,100 ... (adunare pe a doua poziţie din stînga) şi 1,011 ... (scădere pe prima poziţie din stînga).

În primul caz trebuie evitat ca semnul operaţiei să fie dat de b_{n+1}, aşa cum se întîmplă în mod normal, deoarece b_{n+1} este în acest caz ultimul bit al produsului (care se transferă în registrul înmulţitorului, aşa cum s-a arătat la punctul 2.3.1.). Semnul corect al operaţiei este dat în acest caz de b_n.

În al doilea caz se aplică codificarea normală, însă deoarece operaţia nu se execută pe poziţia cifrei-semn, nu va rezulta semnul produsului. De aceea, o dată cu deplasarea cu o poziţie care urmează operaţiei, trebuie introdusă pe poziţia cifrei-semn a produsului valoarea corectă a acesteia, care e dată de suma modulo-2 a cifrelor-semn ale înmulţitorului şi deînmulţitului, adică $d_{m-1} \oplus b_{n+1}$ (deoarece cifra — semn a înmulţitorului se găseşte în acest moment în bistabilul b_{n+1}).

Pentru detectarea sfîrşitului înmulţirii se foloseşte numărătorul N_1. Pe intrarea 9 a primului bistabil din numărător se aplică semnalele de deplasare cu o poziţie, iar pe intrarea 10 a bistabilului al doilea se aplică semnalele de deplasare cu două poziţii. Deoarece numărul de biţi al înmulţitorului este cunoscut, prin porţile $ŞI_{13}$, $ŞI_{14}$ se detectează momentul cînd s-a ajuns la cifra-semn a înmulţitorului, respectiv momentul cînd s-a ajuns la poziţia premergătoare cifrei-semn, deci cazurile de mai sus.

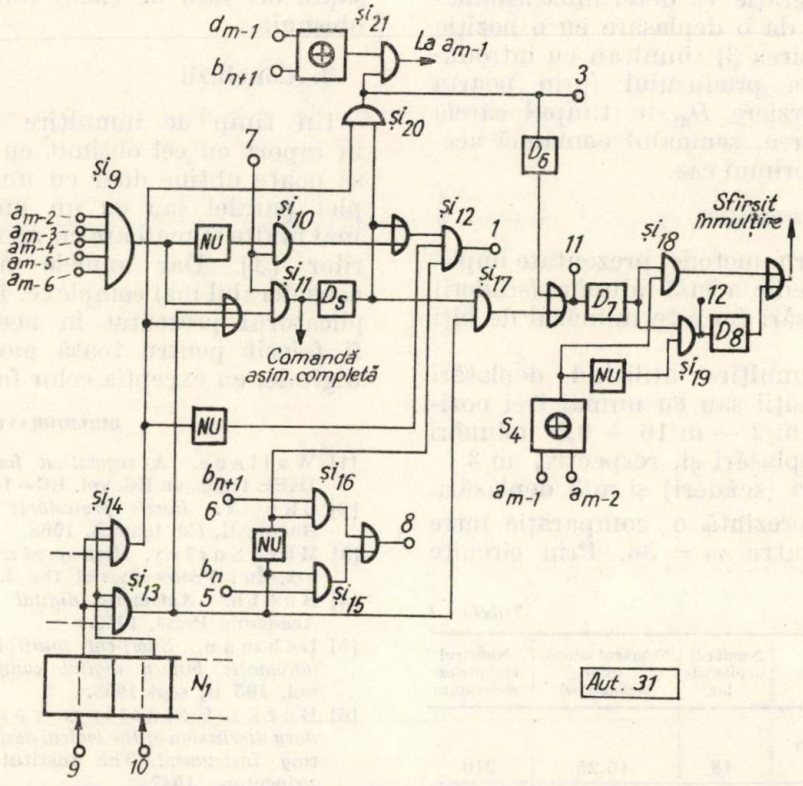


Fig. 7

În primul caz, tensiunea apărută la ieşirea porţii $ŞI_{13}$ blochează poarta $ŞI_{16}$ şi deschide poarta $ŞI_{15}$, aşa încît semnul operaţiei să fie dictat de b_n.

De asemenea se blochează poarta $ŞI_{12}$ şi se deschid porţile $ŞI_{11}$, $ŞI_{17}$, astfel încît semnalul de sfîrşit de operaţie va determina asimilarea completă a transporturilor, apoi prin ieşirea 11, anularea numărătorului N_1, a bistabililor T_1, T_2 şi b_o (în acesta din urmă aflîndu-se bitul de semn al înmulţitorului) şi în sfîrşit normalizarea produsului, dacă aceasta este necesară.

Se poate verifica uşor că produsul a două numere normalizate apare fie normalizat la rîndul lui, fie într-o formă care impune o singură deplasare la stînga, pentru normalizare.

Cînd normalizarea este necesară, situaţie detectată de sumatorul modulo-2 S_4, prin poarta $ŞI_{19}$ (ieşirea 12) se comandă o deplasare

cu o poziţie la stînga a produsului şi scăderea unei unităţi din partea exponenţială a produsului, după care apare semnal de sfîrşit al înmulţirii.

În al doilea caz, tensiunea de la ieşirea porţii $ŞI_{14}$ determină blocarea porţii $ŞI_{12}$ şi deschiderea porţilor $ŞI_{11}$, $ŞI_{20}$, aşa încît semnalul de sfîrşit de operaţie va determina asimilarea totală, apoi va da o deplasare cu o poziţie la dreapta (prin ieşirea 3) simultan cu introducerea cifrei-semn a produsului (prin poarta $ŞI_{21}$). După o întîrziere D_6, în timpul căreia se produce deplasarea, semnalul comandă aceleaşi operaţii ca în primul caz.

2.7. *Timpul de înmulţire*

Înmulţirea conform metodei prezentate implică efectuarea în medie a m/3 adunări (scăderi) şi a 0,555 m deplasări (m este numărul de biţi ai înmulţitorului).

Metodele de înmulţire utilizînd deplasări cu numai două poziţii sau cu numai trei poziţii [3] necesită m/2 — m/16 + 0,5 adunări (scăderi) şi m/2 deplasări şi, respectiv, m/3 — m/48 + 1,5 adunări (scăderi) şi m/3 deplasări.

În tabela 1 se prezintă o comparaţie între aceste metode, pentru $m = 36$. Prin circuite elementare se înţeleg circuite de tipul ŞI, SAU, NU (un bistabil fiind echivalat cu patru circuite elementare). Nu s-au luat în calcul circuitele ce servesc şi pentru instrucţiunea de adunare.

Tabela 1

Tipul multiplicatorului	Numărul deplasărilor	Numărul adunărilor (scăderilor)	Numărul circuitelor elementare
Multiplicator cu deplasări duble	18	16,25	210
Multiplicator cu deplasări triple	12	12,75	450
Multiplicatorul propus	20	12	150

Prin utilizarea memorării transporturilor, timpul de înmulţire se reduce de aproximativ şapte ori faţă de cazul folosirii unui sumator obişnuit.

3. Concluzii

Un timp de înmulţire sensibil mai redus în raport cu cel obţinut cu acest multiplicator se poate obţine doar cu un multiplicator complet paralel sau cu un multiplicator folosind mai multe sumatoare cu memorarea transporturilor [3]. Dar ambele multiplicatoare sînt considerabil mai complexe. În consecinţă, multiplicatorul prezentat în această lucrare poate fi folosit pentru toată gama de calculatoare digitale, cu excepţia celor foarte rapide.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wallace. *A suggestion for a fast multiplier.* În: IEEE trans. on EC, vol. **EC—13**, febr 1964.

[2] Chu Y. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[3] Mac-Sorley. *High-speed arithmetic in binary computers.* În: Proceedings of the I.R.E., vol. **49**, ian 1961.

[4] Booth. *Automatic digital calculators.* New York, Academic Press, 1956.

[5] Lehman. *Short-cut multiplication and division in automatic binary digital computers.* În: Proc. IEE, vol. **105** B, sept 1958.

[6] Burks, Goldstine, von Neumann. *Preliminary discussion of the logical design of an electronic computing instrument.* The Institute of advanced study, Princeton, 1947.

[7] Heijn. *Representation of switching functions and their applications to computers.* În: Phillips research reports, vol. **15**, oct 1960.

[8] Dadda. *Some schemes for parallel multipliers.* În: Alta frequenza, mai 1965.

Dr. ing. PANTELIMON CONSTANTIN

Scheme electronice pentru prelucrarea funcţiilor eşantionate şi cuantificate exprimate în codul unitar

Codul unitar (număr de impulsuri) este utilizat în prezent în diferite instalaţii pentru transmiterea şi prelucrarea informaţiilor. Dintre acestea un interes deosebit prezintă regulatoarele numerice din sistemele automate numerice [1].

Printre avantajele acestui cod menţionăm în primul rînd simplitatea sa şi, în consecinţă, simplitatea instalaţiilor respective, care se construiesc pe bază de numărătoare electronice şi nu necesită calculatoare complexe.

În al doilea rînd menţionăm precizia suficient de ridicată a instalaţiilor care folosesc acest cod. În adevăr din cauza ponderii egale a impulsurilor, care reprezintă funcţia cuantificată, pierderea unui impuls conduce la o eroare relativă mică. Cu cît este mai mare numărul de impulsuri dintr-o succesiune (tren) cu atît mai mică este această eroare.

Un alt avantaj important este simplitatea transformării mărimilor continue cu traductoare şi convertoare analog-numerice în mărimi

eşantionate şi cuantificate exprimate în codul unitar.

În sfîrşit menţionăm şi faptul că anumite elemente de execuţie, cum sînt motoarele pas cu pas, impun folosirea codului unitar.

Dezavantajul principal al codului unitar îl constituie necesitatea unui mare număr de ranguri în raport cu celelalte coduri. De aici decurge o durată relativ mare de timp atît pentru introducerea datelor în instalaţie cît şi pentru prelucrarea funcţiilor.

Pentru procesele lente însă la care perioada de eşantionare atinge valori mari (de ordinul 20 min) şi dacă se alege o frecvenţă mare a impulsurilor (de exemplu 1 MHz) acest dezavantaj nu mai prezintă importanţă.

Prelucrarea funcţiilor eşantionate şi cuantificate exprimate în codul unitar a condus practic la apariţia unui mod de calcul nou denumit calculul prin numărare [2].

Operaţiile care se fac în mod obişnuit în codul unitar sînt adunarea, scăderea, înmulţirea cu o constantă, integrarea şi derivarea.

În regulatoarele numerice operaţia de adunare (scădere) este necesară în blocul de însumare a componentelor P, I, D, operaţia de scădere în blocul de formare a abaterii, înmulţirea cu o constantă în blocul de introducere a constantelor K_p, K_i, K_d, iar integrarea şi derivarea în blocurile de obţinere a componentelor I şi D.

În continuare se vor prezenta cîteva metode şi scheme electronice pentru efectuarea acestor operaţii.

În vederea eşantionării şi cuantificării mărimilor continue şi exprimării în codul unitar se folosesc convertoare analog-numerice de tip special, care — de obicei — se bazează pe comparaţia mărimilor respective cu tensiuni periodice liniar — variabile [1, 3, 4, 5, 6].

Adunarea funcţiilor se face cu numărătoare electronice obişnuite în care mărimile se introduc succesiv, iar scăderea cu numărătoare electronice reversibile, care numără în sens direct la introducerea primului termen şi în sens invers la introducerea celui de al doilea.

Scăderea intervine frecvent în circuitele de formare a abaterii din regulatoarele numerice.

În afară de metoda prezentată pentru scăderea efectuată în aceste circuite s-au propus şi alte soluţii.

Astfel se indică posibilitatea ca mărimea de intrare să se introducă în numărător direct în codul binar sau Aiken, urmînd ca mărimea de ieşire să se introducă în codul unitar, iar impulsurile respective să fie numărate în sens invers.

În practică apar cazuri cînd mărimea de intrare este exprimată printr-o succesiune de impulsuri, care se aplică la circuitul de formare a abaterii în aceeaşi perioadă de timp cu succesiunea de impulsuri a mărimii de ieşire. În acest caz problema scăderii celor două serii de impulsuri se complică. O soluţie interesantă este prezentată în lucrarea [7].

Pentru simplificarea instalaţiilor care folosesc codul unitar, în lucrarea [8] s-a propus o metodă pentru efectuarea operaţiilor de eşantionare, cuantificare în codul unitar şi formare a abaterii cu aceeaşi instalaţie, valabilă cînd mărimea de intrare are o variaţie continuă.

În blocul comparator se introduc mărimea de intrare x_i, mărimea de ieşire x_e şi mărimea de referinţă cu variaţie liniară x_r (fig. 1, a).

În momentul t_1 cînd tensiunea de referinţă x_r devine egală cu x_e, comparatorul elaborează un impuls I_1, care deschide poarta P, şi impulsurile de înaltă frecvenţă f date de generatorul GI trec prin poartă la ieşirea E. În momentul t_2, cînd x_r devine egală cu x_i, comparatorul elaborează impulsul I_2, care închide poarta şi trecerea impulsurilor încetează.

Dacă α este înclinarea porţiunii liniare a tensiunii de referinţă (fig. 1, *b*), se arată simplu că numărul de impulsuri N, care apare la ieşirea schemei în intervalul de timp $t_1 - t_2$,

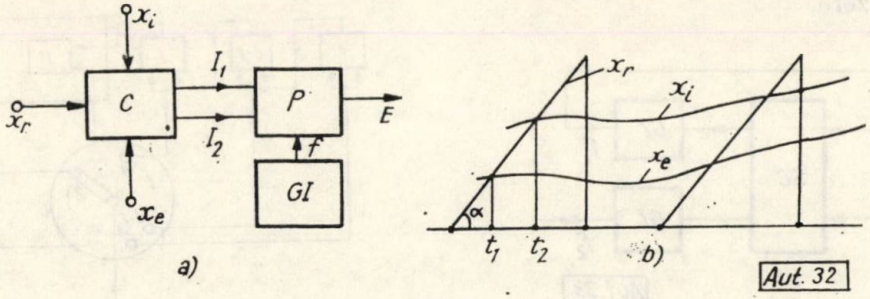


Fig. 1

este proporţional cu abaterea $\varepsilon = x_i - x_e$:

$$N = \frac{f \cdot \varepsilon}{\operatorname{tg} \alpha} = K \cdot \varepsilon. \qquad (1)$$

O problemă specifică în cazul scăderii funcţiilor exprimate în codul unitar este determinarea valorii şi semnului diferenţei. O soluţionare a problemei şi o schemă realizată practic se indică în lucrările [8], [9].

Dificultatea constă în faptul că, în cazul unei diferenţe negative, în numărător nu se înscrie valoarea absolută a acesteia. Dacă $n_2 >$

$> n_1$ şi numărătorul numără în sens invers, după aplicarea succesiunii n_2, în numărător se înregistrează numărul $n_m - n_2 + n_1 + 1$, unde n_m reprezintă capacitatea numărătorului.

Valoarea absolută a diferenţei $n_1 - n_2$ se poate obţine dacă la extragere aplicăm o succesiune de $n_2 - n_1$ impulsuri, care se numără în sens direct pînă cînd numărătorul ajunge în starea zero.

Determinarea semnului diferenţei se face cu un circuit basculant care este conceput astfel încît să basculeze în momentul în care numărătorul trece prin starea zero spre valori negative.

Înmulţirea cu o constantă este operaţia specifică formării componentei P din regulatoarele numerice.

În literatură sînt prezentate diferite metode şi scheme pentru efectuarea acestei operaţii pentru funcţii discrete exprimate în codul unitar.

Soluţiile diferă după cum informaţiile sînt sau nu în prealabil memorate într-o instalaţie precedentă.

Dacă informaţiile au fost întîi memorate în vederea unei prelucrări anterioare, înmulţirea cu o constantă se face, la extragerea informaţiei, cu o schemă simplă (fig. 2) utilizată în regulatoarele numerice, TR—2 [1].

Schema cuprinde două generatoare de impulsuri de frecvenţe diferite f_1, f_2, pornite şi oprite simultan printr-o schemă de comandă *SC*. Pornirea se face printr-un impuls de comandă exterior aplicat la intrarea A a schemei şi oprirea este comandată de numărătorul reversibil *NR* în momentul în care acesta ajunge în starea zero.

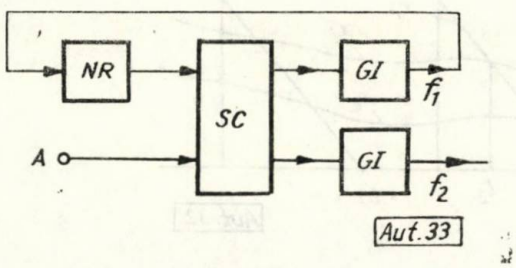


Fig. 9

Impulsurile de frecvenţă f_1 se aplică la intrarea de numărare inversă a numărătorului *NR* în care este înscrisă informaţia sub forma unui număr N_1.

După aplicarea a N_1 impulsuri de frecvenţă f_1 schema de comandă opreşte ambele generatoare.

Timpul în care s-a golit numărătorul şi în care ambele generatoare sînt deschise este:

$$\tau = N_1 T_1 = \frac{N_1}{f_1}, \qquad (2)$$

În acest timp la ieşire obţinem N_2 impulsuri de frecvenţă f_2:

$$N_2 = \frac{\tau}{T_2} = \tau f_2 = \frac{f_2}{f_1} \cdot N_1. \qquad (3)$$

Constanta de înmulţire f_2/f_1 poate lua orice valoare prin alegerea convenabilă a frecvenţelor.

Dacă înmulţirea cu o constantă se face înainte ca informaţia să fie memorată în vede-

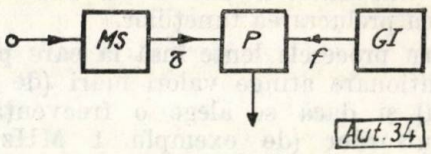


Fig. 3

rea unei prelucrări, se recomandă diferite soluţii dintre care un interes deosebit prezintă schema de tip BN—1 [1].

Principiul acestei metode (fig. 3) constă în intercalarea între două impulsuri consecutive ale succesiunii de la intrare a unui număr de impulsuri egal cu constanta de multiplicare K. În acest scop, fiecare impuls aplicat la intrare declanşează un monostabil *MS*, care deschide poarta P un interval de timp τ astfel stabilit încît să permită trecerea a K impulsuri sosite de la generatorul de impulsuri cu frecvenţa $f(GI)$.

Durata deschiderii porţii este:

$$\tau = \frac{K}{f}, \qquad (4)$$

Constanta de multiplicare K poate fi variată fie prin variaţia intervalului de timp τ comandat de monostabil, fie prin variaţia frecvenţei

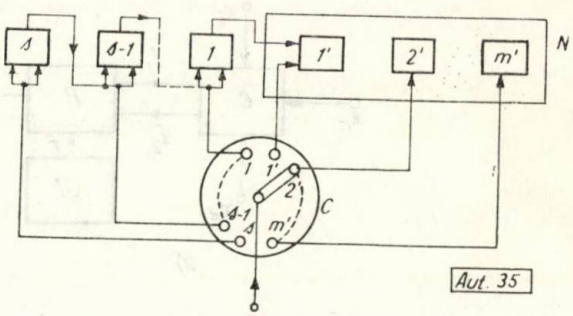


Fig. 4

generatorului (f). Creşterea timpului τ este limitată de frecvenţa impulsurilor de intrare f_0:

$$\tau \leqslant \frac{1}{f_0}, \qquad (5)$$

Dacă informaţia multiplicată trebuie să fie memorată într-un registru, constanta de multiplicare poate fi mai departe modificată prin împărţirea sau înmulţirea cu 2^n, realizată prin completarea numărătorului cu un divizor binar şi un comutator C (fig. 4).

Pentru împărţirea cu 2^n ($n = 1,2, \ldots, s$) comutatorul C se aşază în poziţiile 1,2, ..., s şi impulsurile primite trec prin divizor la numărător, iar pentru înmulţirea cu 2^n ($n = 1,2, \ldots, m'$) în poziţiile $1', 2', \ldots, m'$ cînd impulsurile se aplică la diferite ranguri ale numărătorului.

Această metodă are o precizie limitată din cauza metodei analogice de înmulţire cu K. Apar erori ale intervalului dat de monostabil şi ale frecvenţei generatorului de impulsuri, de ordinul 1%.

O propunere de îmbunătăţire a acestei metode se face în lucrarea [10]. Ideea principală este de a se înlocui monostabilul din schema precedentă (fig. 3), care reprezintă o sursă de erori, cu o memorie M şi un sistem de comandă al memoriei în momentul în care în numărătorul N se înscrie un număr de impulsuri egal cu constanta de multiplicare (fig. 5). Fiecare impuls de intrare comută memoria în starea avînd 1 la ieşire, impulsurile generatorului GI trec prin poarta P, la ieşire şi în acelaşi timp la intrarea numărătorului N. Ieşirile numărătorului sînt conectate la un sistem de contacte C_1, C_2 în care se înscrie constanta de multiplicare. Sistemul de contacte permite reglarea constantei de multiplicare. Ieşirile sistemului de contacte sînt legate cu intrările porţilor $ŞI_1$, $ŞI_2$ care dau semnal 1 la ieşire în momentul în care în numărător se înscrie un număr de impulsuri egal cu cel înregistrat în sistem. Semnalul de ieşire din porţile ŞI comută memoria în poziţia zero şi poarta P se închide pînă la sosirea impulsului următor.

Analizînd această soluţie se constată că e susceptibilă de unele ameliorări.

În primul rînd se observă că utilizarea unui numărător decadic nu este cea mai indicată în

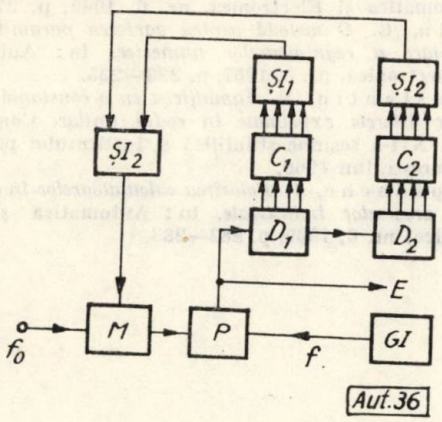


Fig. 5

cazul de faţă, numărătorul decadic fiind recomandat în general pentru indicarea măsurătorilor. Constanta maximă posibilă su soluţia dată este 99 şi utilizînd un numărător binar de aceeaşi lungime (8 ranguri) se poate realiza constanta maximă 255 ($2^8 - 1$).

În al doilea rînd numărul de elemente de bază ale schemei se poate reduce apreciabil dacă se foloseşte metoda denumărării. În acest scop în numărător se înscrie iniţial constanta de multiplicare, iar impulsurile generatorului se aplică la intrarea de numărare inversă

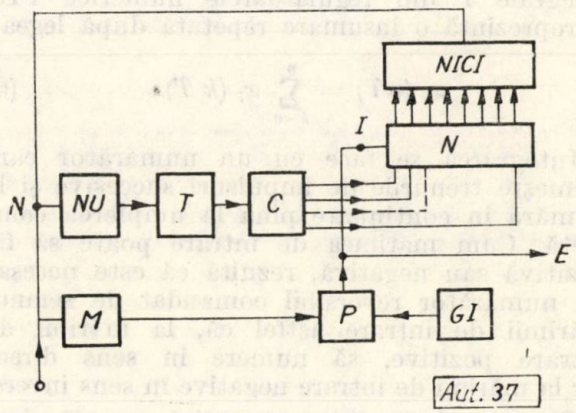


Fig. 6

a numărătorului. O schemă logică simplă sesizează golirea completă a numărătorului. Pe aceste baze s-a întocmit schema din figura 6, în care sesizorul de zero al numărătorului este un circuit NICI cu 8 intrări. Presupunînd că elementul NICI pe care-l avem la dispoziţie are 5 intrări sînt necesare două elemente NICI.

Sistemul de înregistrare a constantei în numărător se realizează cu un circuit de inversare NU, un circuit de temporizare cu două elemente T şi un sistem de contacte care asigură legătura dintre ieşirea circuitului de temporizare şi intrările celulelor numărătorului corespunzătoare constantei de multiplicare.

Pentru comparaţia schemei propuse (fig. 6) cu schema precedentă (fig. 5) observăm că generatorul GI, poarta P şi memoria M sînt identice în ambele scheme.

Presupunînd că porţile ŞI din schema din figura 5 se realizează cu elemente NICI, sînt necesare 13 elemente NICI. Schema din figura 6 necesită, pentru sesizarea stării de zero a numărătorului şi comanda înscrierii constantei, 3 elemente NICI şi două elemente timp, astfel că numărul elementelor de bază se reduce de la 13 la 5.

În afară de aceasta numărătorul se simplifică şi totodată se simplifică sistemul de contacte. În schema propusă (fig. 6) sistemul de contacte poate fi realizat cu 8 chei sau butoane obişnuite, pe cînd schema din figura 5 necesită două comutatoare speciale care se deplasează în lungul a 8 grupuri de contacte legate la celulele celor două decade corespunzătoare cifrelor 0 — 9. Contactele nelegate la ieşirea celulelor de numărare trebuie să fie sub tensiune pentru a acţiona corect porţile ŞI.

În sfîrşit schema propusă are încă un avantaj deoarece nu necesită ştergerea numărătorului după fiecare operaţie, ştergerea făcîndu-se în mod automat prin modul de funcţionare [11].

Integrarea funcţiilor discrete exprimate în codul unitar este specifică formării componentei integrale I din regulatoarele numerice PID şi reprezintă o însumare repetată după legea :

$$x_e(nT) = \sum_{k=0}^{n} x_i(kT) \quad (6)$$

Integrarea se face cu un numărător care primeşte trenurile de impulsuri succesive şi le numără în continuare pînă la umplerea completă. Cum mărimea de intrare poate să fie pozitivă sau negativă, rezultă că este necesar un numărător reversibil comandat de semnul mărimii de intrare astfel că, la mărimi de intrare pozitive, să numere în sens direct iar la mărimi de intrare negative în sens invers.

Operaţia de integrare numerică se poate face simultan cu operaţia de conversiune numeric-analogică cu ajutorul motoarelor pas cu pas, care îndeplinesc în acelaşi timp funcţiunea de elemente de execuţie.

Operaţia de derivare a funcţiilor exprimate în codul unitar se reduce la efectuarea diferenţei finite de primul ordin, după legea :

$$x_e(nT) = x_i[(n+1)T] - x_i(nT). \quad (7)$$

Determinarea valorii $x_e(nT)$ după această definiţie strictă a diferenţei finite prezintă dificultatea că la momentul nT nu cunoaştem încă valoarea $x_i[(n+1)T]$ a mărimii de intrare la momentul următor. Această valoare s-ar putea determina aproximativ printr-o metodă de extrapolare în funcţie de valorile precedente dar schema practică ar deveni foarte complicată.

Din această cauză, în practică prima diferenţă finită se determină cu legea :

$$x_e(nT) = x_i(nT) - x_i[(n-1)T]. \quad (8)$$

Pentru a realiza această operaţie se utilizează un numărător reversibil care primeşte valoarea $x_i[(n-1)T]$ de la un registru, apoi valoarea $x_i(nT)$ făcînd scăderea conform relaţiei (8). Conţinutul numărătorului se transmite mai departe şi numărătorul se goleşte fiind pregătit pentru ciclul următor.

O schemă electronică detaliată pentru operaţia de diferenţiere numerică este prezentată în lucrările [8] şi [9].

Metodele şi schemele pentru prelucrarea funcţiilor discrete prezentate sînt şi pot fi în continuare luate în considerare pentru construcţia regulatoarelor numerice funcţionînd în codul unitar, utilizate pentru reglarea proceselor lente.

Construcţia unor astfel de regulatoare se practică în anumite ţări (R.F.G., U.R.S.S. etc.), deoarece folosirea calculatoarelor numerice în acest scop (DDC — reglarea numerică directă) prezintă dificultăţi legate în special de costul ridicat [12].

BIBLIOGRAFIE

[1] Krug, E. *Ţifrovie reguliatori.* Moscova, Energhia, 1966.

[2] Bloch, H. *Technique Brown-Boveri du traitement numérique de l'information.* În : Rev. Brown-Boveri, nr. 10—11, 1960.

[3] Grieder, K. *Transistoriesierter Analog-Digital-Konverter für hohe Tastfrequenzen.* In : Elektronische Rundschau, nr. 10, 1960.

[4] Brunot, D. *Convertisseurs analogues-numériques.* In : Electronique industrielle, nr. 36—37, 1960.

[5] Ghitis, E. I. *Preobrazovateli informaţii dlia elektronih ţifrovih vicislitelnih ustroistv.* Moscova, 1961.

[6] Hollschek, F. *Analog to digital/digital to analog conversion techniques.* Londra, 1968.

[7] Kalthoff, M. *Vorlaufende Differenzzählung zweier nichtsynchroner Impulsserien.* In : Elektronische Rundschau, nr. 14, 1960.

[8] Constantin, P. *Studiul dispozitivelor electronice numerice de corecţie din sistemele automate discrete.* Autoreferat asupra tezei de doctorat. Bucureşti, 1967.

[9] Constantin, P. *Un dispozitiv electronic numeric de diferenţiere cu elemente de comutaţie statică.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1969, p. 276—279.

[10] Nitu, C. *O metodă pentru varierea parametrilor de acordare a regulatoarelor numerice.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967, p. 233—235.

[11] Constantin, P. *Înmulţirea cu o constantă a funcţiilor discrete exprimate în codul unitar.* Comunicare la a XII-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic Bucureşti, iun 1969.

[12] Papadache, I. *Folosirea calculatoarelor în conducerea proceselor industriale.* In : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1969, p. 282—283.

Ing. BRUHA RAICU

Studiul acţiunii radiaţiilor asupra dispozitivelor semiconductoare cu germaniu de producţie românească

Studiul acţiunii radiaţiilor asupra dispozitivelor semiconductoare are două obiective :

1. Stabilirea comportării dispozitivelor semiconductoare în medii cu radiaţii (în apropierea reactoarelor, a acceleratoarelor sau în aparatura militară prevăzută să funcţioneze în condiţii speciale) în vederea unei proiectări adecvate a schemelor ce urmează să le conţină.

2. Utilizarea modificărilor cu caracter pozitiv (de pildă stabilizarea parametrilor transistoarelor faţă de radiaţii prin preiradiere, o bandă de frecvenţe mai largă sau timpi de comutare mai scurţi) în vederea obţinerii unor dispozitive cu parametri îmbunătăţiţi.

Prezentul studiu a fost efectuat asupra unor transistoare cu germaniu, aliate, de joasă frecvenţă şi de înaltă frecvenţă, transistoare drift cu germaniu şi diode cu germaniu cu contact punctiform de producţie românească.

Sursa de radiaţii utilizată a fost acceleratorul liniar de electroni de 3 MeV al Laboratorului Acceleratori de Particule din IFA.

Toate măsurătorile asupra dispozitivelor semiconductoare au fost efectuate înainte sau după iradiere, întrucît nu s-a urmărit studiul efectelor tranzitorii ci doar a efectelor permanente. Majoritatea măsurătorilor au fost efectuate într-o sală climatizată la 25°C în vederea eliminării erorilor de măsură datorite variaţiei temperaturii mediului ambiant în timpul măsurătorilor.

I. Modificarea parametrilor dispozitivelor semiconductoare sub influenţa radiaţiilor

Modificările suferite de parametrii transistoarelor şi diodelor semiconductoare supuse radiaţiilor pot fi înţelese pe baza urmăririi efectelor radiaţiilor asupra reţelei cristaline a materialelor de bază (germaniu şi siliciu).

Există două categorii principale de efecte :
— ionizări ;
— deplasări.

Ionizarea atomilor cristalului prin smulgerea unora dintre electronii de valenţă produce efecte tranzitorii, prezente doar sub acţiunea directă a radiaţiilor şi care dispar la încetarea acestora. Aceste efecte ies din cadrul prezentului studiu aşa încît, în continuare, ne vom referi în exclusivitate la deplasări.

Prin deplasare se înţelege defectul produs de către radiaţii în reţeaua cristalină a unui corp solid prin modificarea poziţiei unora dintre atomi din poziţia lor normală. Atunci cînd aceasta se referă la un atom singular sau la un grup de cîţiva atomi asociaţi avem de a face cu un defect simplu. În cazul unor regiuni dezordonate relativ mari, cuprinzînd cel puţin cîteva sute de atomi, se vorbeşte de un defect de ansamblu. Interacţiunea electronilor şi a radiaţiei de frînare cu cristalele produce defecte simple, în timp ce defectele de ansamblu apar la iradierea cu neutroni.

Deplasarea unui atom din reţeaua cristalină se face după ce i se transferă atomului o energie mai mare decît un anumit prag (de ordinul cîtorva electroni volţi). Pentru Ge literatura indică 10 — 15 eV [1], [2], [3]. Atomul deplasat poartă numele de atom interstiţial, iar golul lăsat în reţea se numeşte vacanţă. La temperaturile obişnuite vacanţa este foarte mobilă şi poate forma complexe stabile cu o altă vacanţă sau cu o impuritate. Combinarea unei vacanţe cu un atom interstiţial duce la restabilirea structurii cristaline originale şi dispariţia defectului.

Defectele introduse de radiaţie în reţeaua cristalină dau naştere unor nivele energetice noi, situate între banda de conducţie şi cea de valenţă, favorizînd în acest mod viteza de generare a purtătorilor şi cea de recombinare, micşorînd deci durata de viaţă a purtătorilor minoritari.

Creşterea vitezei de recombinare este proporţională cu fluxul radiaţiei Φ, aşa încît pentru durata de viaţă a purtătorilor minoritari este valabilă legea lui Loferski [4] :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_0} + K\Phi, \qquad (1)$$

unde :

τ, τ_0 — durata de viaţă a purtătorilor minoritari după şi înainte de iradiere ;
K — o constantă de proporţionalitate dependentă de material şi de tipul de radiaţie considerat ;
Φ — fluxul integral incident.

Se dau valorile constantei K pentru Ge şi Si pentru ambele tipuri de purtători majoritari (tabela 1).

Tabela 1

Material	Ge n	Ge p	Si n	Si p
K [cm²/s]	$2 \cdot 10^{-8}$	$4{,}2 \cdot 10^{-8}$	$3{,}6 \cdot 10^{-7}$	$3{,}1 \cdot 10^{-7}$

Formula şi tabela pun în evidenţă că germaniul şi mai ales germaniul de tipul n este mai

rezistent la radiaţii decît siliciul, că la siliciu constanta K nu depinde practic de rezistivitatea cristalului şi că degradarea va fi independentă de dopaj. Materialele cu durate de viaţă iniţiale mici sînt mai puţin sensibile la radiaţii.

Printr-un raţionament analog celui aplicat duratei de viaţă a purtătorilor se poate arăta că diminuarea mobilităţii are loc după o lege de forma [5]:

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_0} + K' \Phi, \tag{2}$$

unde:

μ, μ_0 — mobilitatea după şi înainte de iradieri;

K' — constantă de proporţionalitate dependentă de material.

Mobilitatea este legată direct de conductivitatea σ a materialului prin formula:

$$\sigma = n\, \mu e, \tag{3}$$

unde n este numărul purtătorilor liberi de sarcină e.

Variaţia mobilităţii nu are decît un rol secundar în degradarea conductivităţii: un rol mai important îl are micşorarea concentraţiei purtătorilor liberi n, explicabilă prin variaţia cu iradierea a concentraţiei echivalente de impurităţi. Aceasta scade la creşterea fluxului radiaţiei aplicate potrivit legii [6].

$$N = N_0 - \left(\frac{\Delta N}{\Delta \Phi}\right) \Phi, \tag{4}$$

unde N, N_0 — concentraţia de impurităţi după iradiere şi înainte de iradiere.

Pe baza relaţiilor de mai sus se pot pronostica modificările principalilor parametri electrici ai dispozitivelor semiconductoare produse de radiaţiile ionizante. Ele explică efectele de volum ale radiaţiei.

Degradarea cîştigului se datorează creşterii curentului de bază la un curent de colector dat. Fenomenul se explică prin două procese. Pe de o parte creşte acea componentă a curentului care provine din necompensarea generării şi din recombinarea purtătorilor în regiunea de sarcină spaţială. Pe de altă parte creşte procentul de purtători dintre cei care migrează dinspre emitor spre colector, care se recombină în timpul traversării regiunii bazei. Ambele efecte sînt proporţionale cu timpul de tranzit prin bază t_b, aşa încît se poate scrie pentru cîştig următoarea relaţie care exprimă variaţia lui ca urmare a iradierii cu un flux Φ [6]:

$$\frac{1}{h_{21e}} = \frac{1}{h_{21e0}} + t_b\, K' \Phi, \tag{5}$$

unde:

h_{21e}, h_{21e0} — cîştigul transistorului în montaj cu emitor comun la semnale mici, după şi înainte de iradiere;

t_b — timpul de tranzit prin bază al purtătorilor;

K' — constantă de proporţionalitate dependentă de material.

Experienţa pune în evidenţă o mai bună imunitate faţă de radiaţii a transistoarelor cu un timp de tranzit prin bază mic, deci cu un produs cîştig — bandă mai mare.

Curenţii reziduali de emitor şi de colector suferă creşteri în urma iradierii transistoarelor. Acestea se explică prin creşterea ratei de generare şi recombinare în zona joncţiunii ca urmare a apariţiei nivelelor de energie intermediare. Din aceasta rezultă o variaţie de asemenea liniară cu fluxul de tipul:

$$I_{CBO} = I_{CBOi} + K_1\, \Phi, \tag{6}$$

unde:

I_{CBO}, I_{CBOi} — curentul rezidual al joncţiunii colector bază, după şi înainte de iradiere;

K_1 — constantă dependentă de tipul semiconductorului.

Modificarea cîştigului şi a curenţilor reziduali ai unui dispozitiv semiconductor este condiţionată, în afara efectelor de volum, şi de efecte de suprafaţă. Efectele de suprafaţă fiind efecte de ionizare au un caracter tranzitoriu şi prin aceasta ies din sfera prezentului studiu care se referă numai la efecte remanente.

Tensiunea de străpungere colector — bază prezintă o uşoară creştere, explicabilă prin diminuarea concentraţiei de purtători în urma iradierii. Variaţiile sînt prea mici pentru a avea o însemnătate practică. O creştere mai importantă o prezintă tensiunea de străpungere colector — emitor care are o variaţie inversă faţă de cea a cîştigului, deci se măreşte pentru iradieri la care cîştigul scade semnificativ.

Iradierea se face simţită şi prin modificarea mărimilor de saturaţie ale transistorului. Curentul de bază necesar pentru aducerea transistorului în regim de saturaţie creşte după iradiere.

Frecvenţa de tranziţie la transistoarele difuzate f_T este determinată de constanta de difuzie D_b şi de lărgimea echivalentă a bazei W [7]:

$$f_T = \frac{2\, D_b}{W^2}. \tag{7}$$

Pentru transistoarele drift această valoare este mai mare, intervenind lungimea caracteristică a scăderii concentraţiei de impurităţi în bază L_D (scăderea fiind presupusă exponenţială) [7]:

$$f_{T\,\text{drift}} = \frac{2\, D_b}{W^2}\left(1 + 0{,}85\frac{W}{L_D}\right). \tag{8}$$

Dintre aceste mărimi, constanta de difuzie este afectată în sens negativ de iradiere. În adevăr aceasta este proporţională cu mobilitatea conform relaţiei :

$$D = \frac{kT}{e}\,\mu, \tag{9}$$

unde :

D este constanta de difuzie ;
k — constanta lui Boltzman ;
e — sarcina electronului ;
μ — mobilitatea.

Aşa cum s-a arătat mobilitatea scade în urma iradierii [2]. Rezultă şi pentru constanta de difuzie o lege similară :

$$\frac{1}{D} = \frac{1}{D_0} + K''\,\Phi, \tag{10}$$

în care :

D, D_0 — constanta de difuzie, după şi înainte de iradiere ;
K'' — constantă dependentă de material.

Iradierea conduce deci la micşorarea frecvenţei de tranziţie. Aşa cum vom arăta mai departe, această scădere este mică mai ales la transistoarele drift.

Micşorarea duratei de viaţă a purtătorilor minoritari în urma iradierii conduce la scăderea timpului de stocare a sarcinilor în bază, constanta de timp de stocare fiind direct proporţională cu timpul de viaţă efectiv al purtătorilor minoritari. Timpul de stocare împreună cu timpul de comutare directă şi cu timpul de comutare inversă formează timpul de comutare total al transistorului. Prin urmare prin iradiere se realizează o creştere a vitezei de comutare pe seama scăderii timpului de stocare.

La diode interesează modificarea caracteristicii tensiune-curent cu fluxul integrat.

Curentul invers este rezultatul a trei componente : o componentă datorită difuziei purtătorilor dintr-o zonă în alta, o componentă datorită generării purtătorilor liberi în zona de sarcină spaţială, iar cea de a treia, curentului de fugă la suprafaţa joncţiunii.

Curentul datorit generării de purtători în zona de sarcină spaţială este foarte important la începutul iradierii datorită ionizării atomilor din această zonă. Pe măsura apariţiei defectelor de structură, acestea favorizează recombinările şi, la flux constant, numărul purtătorilor liberi scade. La oprirea fasciculului incident toţi purtătorii liberi se recombină şi această componentă dispare.

Modificarea remanentă a caracteristicii inverse este determinată de creşterea curentului de difuzie a purtătorilor dintr-o zonă în alta şi a curentului de fugă la suprafaţă.

Curentul de difuzie este o funcţie directă de durata de viaţă a purtătorilor :

$$I_{dif} = \frac{A}{\tau}, \tag{11}$$

unde τ este durata de viaţă a purtătorilor după iradiere.

Utilizînd (1), (11) devine :

$$I_i = A\left(\frac{1}{\tau_0} + K\,\Phi\right). \tag{12}$$

O diodă polarizată direct are la borne o tensiune compusă din trei componente : căderea de tensiune pe zona p, căderea de tensiune pe zona n şi căderea de tensiune pe zona de sarcină spaţială.

În cazul unei joncţiuni abrupte, o zonă este puternic dopată în timp ce cealaltă posedă mai puţine impurităţi.

Prin iradiere zona cu concentraţie mică de impurităţi este mai puternic afectată, aici defectele create ajungînd să egaleze şi apoi să depăşească numărul de impurităţi.

Va creşte deci rezistenţa regiunii mai puţin dopate şi deci la un curent constant va creşte tensiunea preluată de această zonă. Se poate afirma că tensiunea la bornele diodei creşte liniar cu fluxul.

Tratînd dioda ca element de comutaţie se remarcă un fenomen similar celui arătat la transistoare şi anume o creştere a vitezei de comutare pe seama scăderii timpului de stocare, proporţional cu durata de viaţă a purtătorilor minoritari care scade prin iradiere.

Stabilitatea defectelor create prin iradiere în semiconductoare este determinată de următorii factori :

a) energia radiaţiei incidente (energia maximă şi minimă de recul) ;

b) temperatura la care se face iradierea, precum şi tratamentul termic ulterior ;

c) poziţia defectelor în reprezentarea energetică a semiconductorului ;

d) prezenţa unor atomi de impurităţi care formează complexe cu defectele simple migratoare.

Prin supunerea transistorului iradiat la acţiunea unei temperaturi ridicate, într-un anumit interval de timp, defectele produse prin iradiere tind să dispară datorită recombinării unora dintre vacanţe cu atomi interstiţiali. Acelaşi efect este produs şi prin transformarea unor defecte cu nivele de energie în zona interzisă în defecte de alt tip, cărora le corespund nivele de energie foarte apropiate de benzile de conducţie sau de valenţă, deci ineficace în modificarea parametrilor electrici.

Transistoarele care după iradiere au fost supuse unei reveniri termice rămîn mai sensibilizate faţă de iradieri ulterioare decît cele echivalente ca parametri însă fără o istorie anterioară de acest fel.

O reducere a efectelor iradierii poate fi realizată şi prin injectarea de purtători în timpul iradierii prin polarizarea în mod corespunzător a transistoarelor. În acest proces se face distincţie între efectele pur termice, care depind de puterea disipată în transistor, şi efectele specifice ale injecţiei de purtători, care conduc la o dependenţă de curentul de colector. În acest sens se observă o rezistenţă sporită la radiaţii a transistoarelor aduse la saturare în timpul iradierii, cu toate că pentru acestea puterea disipată şi deci efectele termice sînt neînsemnate.

II. Rezultate experimentale

II.1. — *Metodica experimentului*

Prezentul studiu a fost efectuat asupra transistoarelor pnp cu Ge EFT 353, EFT + 306, EFT 319 şi a diodelor cu contact punctiform EFD 104 şi EFD 115.

Prin studiile efectuate s-a urmărit obţinerea de informaţii privind sensul şi gradul modificărilor următorilor parametri electrici ai dispozitivelor tratate;

la transistoare:

— cîştigul dinamic al transistoarelor în conexiune cu emitor comun;

— curenţii reziduali;

— frecvenţa de tranziţie;

— tensiunea de străpungere a joncţiunii bază — colector;

— timpul de stocare în joncţiunea bază-colector;

la diode:

— curentul direct;

— curentul invers;

— timpul de stocare;

— tensiunea de străpungere.

Diferitele doze au fost aplicate unor loturi diferite de transistoare măsurate înainte şi după iradiere. Loturile au fost formate din 5 — 10 dispozitive. Dispersia importantă a parametrilor transistoarelor şi imposibilitatea de a iradia şi măsura loturi foarte numeroase fac ca valorile medii iniţiale ale mărimilor măsurate să difere de la un lot la altul. De aceea nu s-au comparat valorile absolute ale parametrilor după iradiere pentru diferitele doze (funcţie şi de valorile dinaintea iradierii) ci variaţiile procentuale datorite iradierii.

Măsurătorile dozimetrice au fost efectuate cu dozimetrie chimică de tip Fricke care a permis măsurarea dozei cu o precizie de 10%.

II.2. — *Evoluţia cîştigului dinamic al transistoarelor în conexiunea cu emitor comun*

Experienţele au indicat, aşa cum prevede teoria, o degradare a cîştigului dinamic al transistoarelor cu creşterea dozei suportate. Măsurarea s-a făcut în conexiunea cu emitor comun. Deşi nu s-au făcut studii speciale asupra

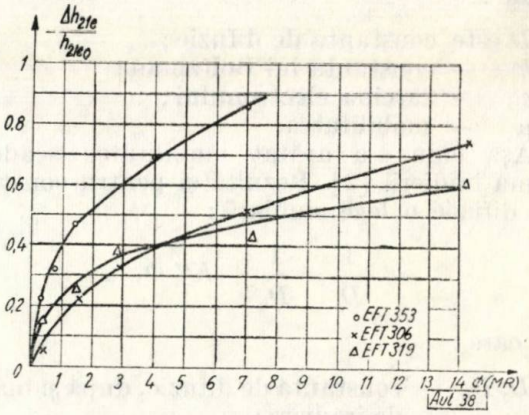


Fig. 1. Degradarea relativă a cîştigului dinamic h_{21e} la iradierea cu electroni a transistoarelor EFT 353, EFT 306 EFT 319.

cîştigului static, concluziile se pot extinde şi pentru acest caz, întrucît studii anterioare au arătat că variaţia procentuală a acestor mărimi sub influenţa radiaţiei este aproximativ aceeaşi.

Cîştigul a fost măsurat la frecvenţă joasă (1 kHz) şi la valori nominale de catalog pentru curentul şi tensiunea de colector.

Şi înainte şi după iradiere cîştigul dinamic este funcţie de curentul de colector.

Datele măsurate privind degradarea procentuală a cîştigului la 1 mA nu pot fi extinse pentru cîştigul la alte valori de curent decît orientativ. Literatura indică o degradare mai severă a cîştigului (pentru un flux de radiaţie dat) la curenţi de colector mai mici.

Curbele din figura 1 indică o scădere mai rapidă a cîştigului la începutul iradierii, urmată de o regiune de scădere practic liniară. Această zonă începe, pentru transistoarele studiate, la valori ale fluxului date de tabela 2, împreună cu mărimea degradării corespunzătoare acestor valori.

Tabela 2

Tipul de transistor	Limita zonei de degradare liniară	Scăderea cîştigului la această doză
EFT 353	1,6 MRad	50 %
EFT 306	2 MRad	28 %
EFT 319	2,5 MRad	30 %

Aceste valori indică preiradierea recomandabilă a transistoarelor în scopul măririi rezistenţei lor la iradieri ulterioare. Coloana a treia a tabelei

arată că pentru aceste iradieri preliminare cîştigul se păstrează în limite rezonabile.

O comparaţie între curbele din figura 1 indică o foarte bună rezistenţă la radiaţii (din punct de vedere al cîştigului dinamic) a transistoarelor drift. Cele mai sensibile se arată a fi transistoarele de joasă frecvenţă EFT 353.

Explicaţia poate fi dată pe baza faptului că o mai bună rezistenţă la iradiere este caracteristică materialelor cu un timp iniţial de viaţă a purtătorilor minoritari mai scurt. Or, asemenea materiale pot fi folosite în baza transistoarelor fără să compromită valoarea cîştigului doar dacă şi timpul de tranzit prin bază este corespunzător redus.

Aceasta este situaţia la transistoarele de înaltă frecvenţă. Rezultă deci că transistoarele de înaltă frecvenţă sînt, la o doză de iradiere dată, mai puţin afectate, deci că utilizarea lor în aparatura supusă iradierii este recomandabilă ori de cîte ori este posibil, chiar dacă circuitele respective nu sînt destinate lucrului la frecvenţă înaltă.

În general, cîştigul transistoarelor este parametrul cel mai sensibil la iradiere şi cel mai adecvat pentru caracterizarea globală a rezistenţei faţă de radiaţii. În funcţie de cîştig se stabileşte pragul de toleranţă la radiaţii.

Cele de mai sus arată că degradarea cîştigului transistoarelor iradiate este un efect inevitabil dar previzibil, aşa încît este posibilă elaborarea unor circuite care să compenseze derivele transistoarelor în urma iradierii.

II. 3. — *Studiul modificării curenţilor reziduali I_{CBX} şi I_{EBX}*

Curbele din figura 2 şi din figura 3 reprezintă variaţia medie a curenţilor reziduali cu doza pentru transistoarele EFT 306, EFT 319 şi EFT 353 iradiate în stare pasivă. Măsurătorile au pus în evidenţă degradări permanente după iradiere. Se remarcă o creştere liniară a curenţilor reziduali cu doza.

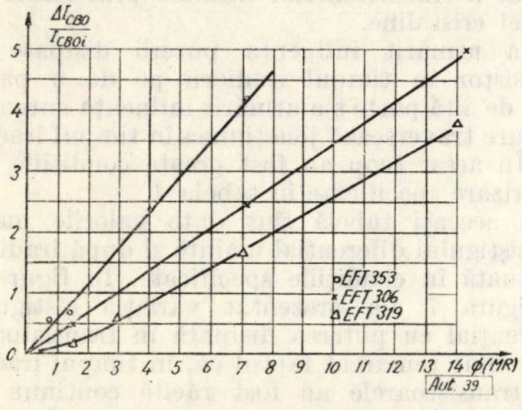


Fig. 2. Creşterea relativă a curentului rezidual de colector I_{CBO} la iradierea cu electroni a transistoarelor EFT 353, EFT 306, EFT 319.

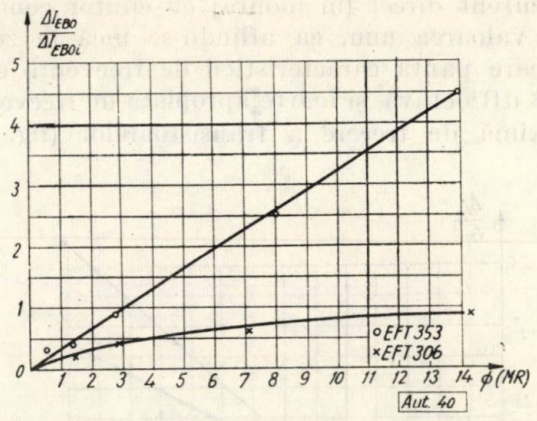


Fig. 3. Creşterea relativă a curentului rezidual de emitor I_{EBO} la iradierea cu electroni a transistoarelor EFT 353, EFT 306.

Atît măsurătorile dinaintea iradierii cît şi cele de după iradiere au fost efectuate pentru tensiunile date în tabela 3.

Tabela 3

Tipul transistorului	V_{CBO}	V_{EBO}	I_{CBO}	I_{EBO}
EFT 306	15 V	9 V	15 μA	15 μA
EFT 353	24 V	12 V	20 μA	20 μA
EFT 319	15 V	0,5 V	15 μA	55 μA

În tabelă sînt date şi valorile limită de catalog ale curenţilor reziduali peste care transistoarele sînt considerate defectate.

Rezultatele pun în evidenţă o corelare între creşterea curenţilor reziduali şi degradarea factorului de amplificare în curent direct h_{21e}. Astfel, la dozele la care factorul de amplificare în curent suferă o degradare importantă, transistoarele nu mai sînt satisfăcătoare nici din punctul de vedere al curenţilor reziduali.

La transistoarele de înaltă frecvenţă EFT 305 se remarcă păstrarea şi după iradierea cu doza maximă a curenţilor reziduali, deşi crescuţi, sub valoarea maximum admisibilă prevăzută în catalog, adică 15 μA. Pentru transistoarele drift (EFT 319), curentul rezidual I_{EBO} nu a fost practic influenţat de iradiere la dozele care au fost utilizate.

Se remarcă faptul că, deşi curenţii reziduali cresc în urma iradierii, nu ei reprezintă factorul care să limiteze doza tolerată de transistor, întrucît factorul de transfer în curent direct iese din limitele normale la valori mai reduse ale fluxului radiaţiei.

II. 4. — *Evoluţia frecvenţei de tranziţie*

Studiul evoluţiei frecvenţei de tranziţie s-a făcut măsurîndu-se frecvenţa unitate, adică acea frecvenţă pentru care factorul de transfer

în curent direct (în montaj cu emitor comun) are valoarea unu, ea aflîndu-se încă în zona în care panta caracteristicii de frecvenţă este de 6 dB/octavă şi foarte apropiată de frecvenţa maximă de trecere a transistoarelor (fig. 4).

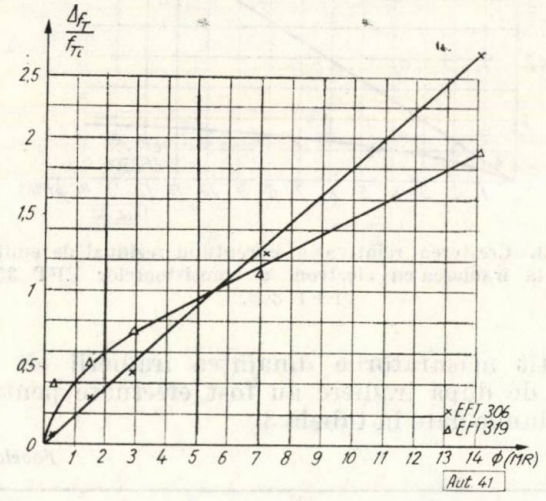


Fig. 4. Creşterea relativă a frecvenţei de tăiere f_T la iradierea cu electroni a transistoarelor EFT 306 şi EFT 319.

Din această mărime măsurată s-a calculat f_{h21e}, adică frecvenţa la care cîştigul transistorului în montaj cu emitor comun scade cu 3 dB faţă de valoarea de frecvenţe joase conform relaţiei aproximative [8]:

$$f_1 = f_{h21e}\,(1 + f_{h21e0}), \qquad (13)$$

în care h_{21e0} este cîştigul diferenţial la joasă frecvenţă.

La transistoarele drift măsurarea lui f_1 pune în evidenţă păstrarea aproape a aceleiaşi frecvenţe de tranziţie, $f_T = f_m \times |\, h_{21em} \,|$, înainte şi după iradiere chiar şi la doze la care factorul de amplificare în curent direct ajungea să scadă substanţial. Aceasta ar pune în evidenţă o valoare redusă a constantei K'' (vezi formula (10)), constantă ce depinde de material.

Pe de altă parte, cîştigul transistorului drift la frecvenţe joase în conexiunea cu emitor comun se exprimă prin relaţia [7]:

$$h_{21e} = \tau_b\, \omega_T,$$

unde:

ω_T este pulsaţia caracteristică a transistorului cu cîmp intern;

τ_b — durata de viaţă a purtătorilor minoritari în bază.

Scăderea cîştigului dinamic indică o micşorare semnificativă a duratei de viaţă a purtătorilor minoritari chiar pentru doze la care mobilitatea purtătorilor nu este încă afectată.

II. 5. — *Evoluţia timpului de stocare şi a tensiunii de străpungere a joncţiunii bază-colector*

Măsurătorile au pus în evidenţă scăderea timpului de stocare cu creşterea dozei, aşa cum se vede din figura 5, pentru transistoarele

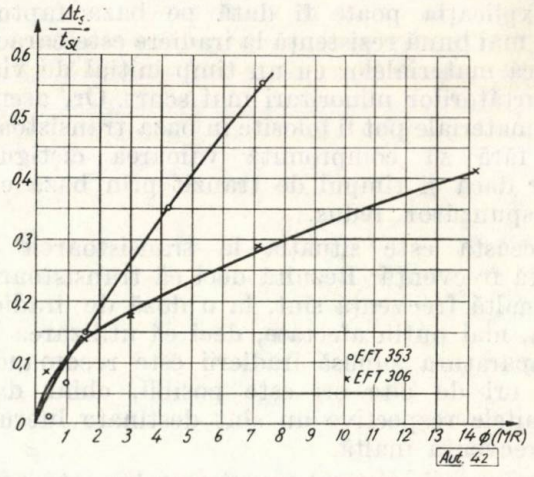


Fig. 5. Reducerea relativă a timpului de stocare t_s la iradierea cu electroni a transistoarelor EFT 353 şi EFT 306.

EFT 306 şi EFT 353. La transistoarele EFT 319 variaţia este nesemnificativă.

Măsurarea tensiunii de străpungere bază-colector pentru un curent invers de 50 μA a indicat menţinerea sau o uşoară creştere a tensiunii de străpungere faţă de valorile măsurate înainte de iradiere.

II. 6. — *Influenţa regimului termic şi a polarizării transistoarelor în timpul iradierii*

Influenţa temperaturii la care se află dispozitivul în timpul iradierii asupra modificărilor provocate sub radiaţii a constituit şi mai constituie o temă larg abordată.

Creşterea temperaturii acţionează în mod favorabil în sensul refacerii amplificării în curent a transistoarelor iradiate prin refacerea reţelei cristaline.

S-a urmărit influenţa puterii disipate în transistor în timpul iradierii pe de o parte şi pe de altă parte s-a urmărit influenţa curentului care traversează joncţiunea în timpul iradierii. În acest scop au fost create condiţiile de polarizare specificate în tabela 4.

În aceeaşi tabelă sînt date valorile medii ale cîştigului diferenţial înainte şi după iradiere efectuată în condiţiile specificate. În figura 6 şi figura 7 s-a prezentat variaţia cîştigului diferenţial cu puterea disipată în transistoare.

Trebuie remarcat faptul că, în timpul iradierii, transistoarele au fost răcite continuu cu un flux de apă avînd temperatura de 15°C în vederea reducerii efectului termic al bombardamentului cu electroni.

Tabela 4

Lotul	Condiţiile de polarizare în fascicul			Δ h_{21e} %		
	U_{ce} [V]	I_c [mA]	$P_{disipată}$ [mW]	EFT 353	EFT 306	EFT 319
L_1 BLOCAŢI	−6	0 V_{EB}=2V	0	94,4	94,4	17,15
L_2 SATURAŢI	0,1	10	1	86,9	86,9	8,15
L_3 PASIVI	0	0	0	87	87	16,1
L_4	12	10	120	80	64	1,7
L_5	10	10	100	82	68,5	2,76
L_6	8	10	80	84	75	6,94
L_7	6	10	60	88	81	9,9
L_8	4	10	40	92	83	12,9

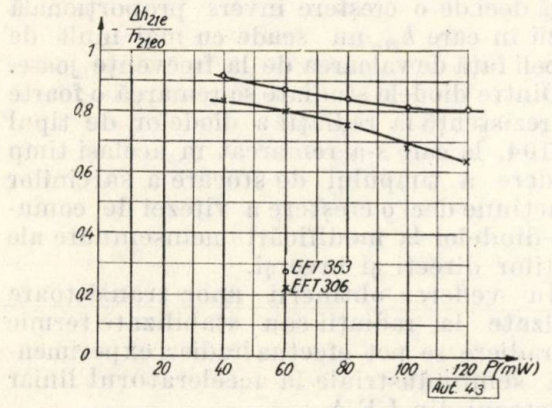


Fig. 6. Influenţa puterii disipate în transistor în timpul iradierii asupra variaţiei cîştigului diferenţial la transistoarele EFT 353 şi EFT 306.

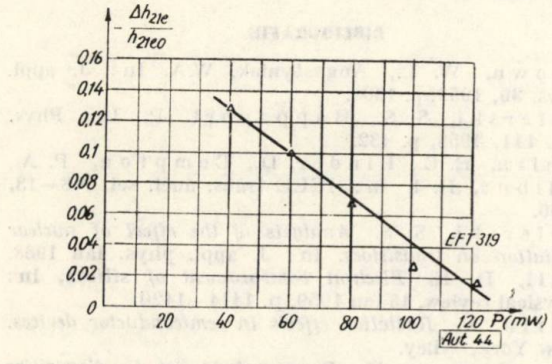


Fig. 7. Influenţa puterii disipate în transistor în timpul iradierii asupra variaţiei cîştigului diferenţial la transistoarele EFT 319.

Puterea disipată în transistoare în timpul iradierii provoacă o rearanjare a reţelei cristaline, care compensează parţial defectele datorite iradierii. Curbele trasate pun în evidenţă faptul că transistoarele care disipă mai mult se degradează mai puţin.

Se observă de asemenea că transistoarele în regim de saturaţie la $I_c = 10$ mA se degradează mai puţin decît loturile L_4 în care s-a disipat putere mai mare în timpul iradierii.

Aceasta evidenţiază influenţa predominantă a curentului ce trece prin joncţiune în timpul iradierii, chiar dacă puterea disipată este neglijabilă.

Influenţa curentului mărit nu se reduce deci la efectele sale termice.

Se remarcă o diferenţă de comportament la loturile de transistoare pasive, saturate şi blocate în timpul iradierii.

Deteriorarea cea mai mare apare la transistoarele iradiate blocate, o deteriorare mai mică la transistoarele iradiate saturate şi o deteriorare medie la transistoarele iradiate pasive.

II. 7. — *Influenţa condiţiilor termice asupra modificărilor parametrilor electrici ai transistoarelor după iradiere*

Prin stocarea transistoarelor la temperaturi mari o anumită perioadă de timp se poate obţine o refacere apreciabilă a cîştigului.

În acest scop loturi din fiecare tip de transistoare au fost stocate la 85°C şi 120°C timp de 42 de ore. Aceste temperaturi reprezintă — prima — temperatura maximă pentru care fabrica mai garantează parametrii de catalog ai dispozitivelor, iar a doua o temperatură ceva mai mică decît temperatura de topire a indiului şi peste care nu se poate trece.

După acest tratament termic s-a constatat o revenire practic totală a factorului de amplificare şi o revenire parţială a curenţilor reziduali.

II. 8. — *Comportarea diodelor cu contact punctiform în medii cu radiaţii*

Au fost iradiate cu electroni diodele cu contact punctiform EFD 115 şi EFD 104. Loturile au fost supuse unor fluxuri ajungînd pînă la 40 MR. Au fost comparate înainte şi după iradiere următoarele mărimi :

— curentul direct (la tensiune aplicată de 1 V);

— curentul invers (la tensiuni aplicate de 10 şi 100 V, pentru EFD 115, 2 şi 20 V pentru EFD 104);

— timpul de stocare.

Rezultatele indică o remarcabilă stabilitate a caracteristicilor (directă şi inversă) ale celor două tipuri de diode. Valorile de curent (direct şi invers) rămîn practic neschimbate la toate iradierile aplicate. Cele două tipuri de diode sînt deci foarte rezistente la iradiere. Celălalt parametru (timpul de stocare) are o evoluţie avantajoasă, în sensul că scade cu fluxul aplicat. Pentru exemplificare, în figura 8 se dă variaţia cu fluxul a scăderii procentuale a timpului de stocare la dioda EFD 104.

Se constată că, după o iradiere cu 8 MR, timpul de stocare se reduce la o treime din valoarea inițială. În mod asemănător se comportă dioda EFD 115, deşi modificările sînt mai mici. După iradierea cu 8 MR timpul de stocare scade

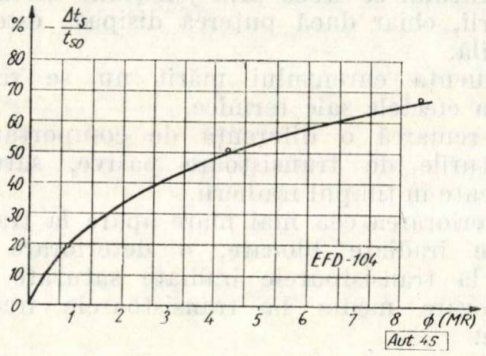


Fig. 8. Reducerea relativă a timpului de stocare t_s cu doza la diodele EFD 104 iradiate cu electroni.

pentru această diodă la două treimi din valoarea inițială. Trebuie observat că şi înainte de iradiere dioda EFD 104 este mai rapidă : timpul ei de stocare este de 60 ns (în medie) faţă de circa 160 ns la EFD 115.

Se pot îmbunătăţi deci performanţele în regim de comutare ale acestor diode (şi altora asemănătoare) adăugînd în procesul tehnologic faza unei iradieri cu electroni. Această fază nu înrăutăţeşte celelalte caracteristici ale diodelor.

III. Concluzii

1. S-a stabilit că pentru transistoarele studiate există o doză de radiaţie pînă la care cîştigul are o scădere rapidă şi începînd de la care cîştigul are o variaţie liniară. Aceasta permite dimensionarea corespunzătoare a elementelor de corecţie din scheme în vederea compensării derivei factorului de amplificare cu doza.

2. Studiile au pus în evidenţă o mai bună comportare la radiaţii a transistoarelor cu o frecvenţă de tăiere mai mare, cum sînt de pildă transistoarele de tipul EFT 319 sau similare. Aceasta înseamnă că pentru schemele ce urmează să funcţioneze în medii de radiaţii este bine să fie utilizate transistoarele de înaltă frecvenţă chiar dacă scopurile directe ale montajului nu o cer ca pe o condiţie obligatorie.

3. S-a stabilit influenţa regimului de funcţionare a transistoarelor în timpul iradierilor asupra modificării parametrilor acestora sub radiaţii. Se recomandă ca transistoarele care funcţionează în flux de radiaţii să debiteze un curent ridicat, aceasta avînd ca urmare o scădere a degradărilor produse prin iradiere (consumul suplimentar ce apare ca urmare a acestui fapt nu contează decît pentru aparatura de teren, nu şi pentru cea care urmează să fie utilizată pentru centrale nucleare sau acceleratoare).

4. În cazul dispozitivelor folosite în aparatură cu funcţionare intermitentă dar plasate în fond continuu de radiaţii este avantajos ca, în pauzele de funcţionare, transistoarele să fie supuse iradierii în regim saturat în loc de regim blocat. Această măsură duce la micşorarea sensibilităţii la iradiere a dispozitivelor.

5. Radiaţiile au o influenţă pozitivă asupra caracteristicii de frecvenţă a unor tipuri de transistoare.

S-a stabilit că descreşterea cîştigului la transistoarele EFT 319 nu are ca urmare şi descreşterea produsului cîştig unitate-frecvenţă de trecere. Scăderea cîştigului prin iradiere se leagă deci de o creştere invers proporţională a benzii în care h_{21e} nu scade cu mai mult de 3 decibeli faţă de valoarea de la frecvenţe joase.

6. Dintre diodele studiate se remarcă o foarte bună rezistenţă la radiaţii a diodelor de tipul EFD 104, la care s-a remarcat în acelaşi timp o scădere a timpului de stocare a sarcinilor în joncţiune deci o creştere a vitezei de comutare a diodelor la modificări neînsemnate ale curenţilor direcţi şi inverşi.

7. În vederea obţinerii unor transistoare stabilizate la radiaţii sau stabilizate termic prin iradiere se pot efectua iradieri experimentale şi semiindustriale la acceleratorul liniar de electroni din I.F.A.

Autorul mulţumeşte pe această cale tovarăşilor *T. Ghicadia*, *V. Nicoară* şi *C. Mihai* pentru aportul deosebit la realizarea dispozitivelor de măsură şi iradiere şi la efectuarea măsurătorilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Brown, W. L., Augustyniak, W.A. In: J. appl. phys. **30**, 1959, p. 1300.
[2] Loferski, S. S., Rappaport, P. In: Phys. rev. **111**, 1958, p. 432.
[3] Smith, E. C., Binder, D., Compton, P. A., Wilbur, R. I. In: IEEE trans. nucl. sci. NS—13, 1966.
[4] Loferski, S. S. *Analysis of the effect of nuclear radiation on transistors.* In: J. appl. phys, ian 1968.
[5] Hill, D. E. *Electron bombardment of silicon,* In: Physical review, 15 iun 1959, p. 1414—1420.
[6] Larin, F. *Radiation effects in semiconductor devices.* New York, Wiley.
[7] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Ed. Academiei R.S.R.
[8] Arciszewski, A. *Mesures sur les transistors.* Collection technique et scientifique du CNET.

RECENZII

C. I. Penescu. **Sisteme de protecţie de distanţă.** Bucureşti, Ed. Academiei, 1971, 620 pag., 63 ref. bibl.

Dezvoltarea rapidă pe care au cunoscut-o şi o cunosc instalaţiile electroenergetice de producere, transport şi distribuţie a energiei electrice a condus în aceeaşi măsură la sporirea exigenţelor asupra calităţii energiei electrice, paralel cu mărirea puterilor transportate la distanţe mari în condiţiile unor pierderi cît mai reduse. În aceste condiţii, sistemele de protecţie de distanţă reprezintă sistemele cele mai eficace pentru protecţia liniilor de înaltă tensiune, contribuind la continuitatea alimentării consumatorilor şi în mare măsură la stabilitatea sistemelor energetice.

Lucrarea de faţă reprezintă unul dintre cele mai aprofundate studii asupra comportării sistemelor de protecţie în diverse condiţii ce apar în funcţionarea sistemelor energetice moderne pe de o parte, iar pe de altă parte conţine prezentarea unui nou principiu de realizare a sistemelor de protecţie cu elemente statice, denumit de autor principiul *„amplitudine-fază"*.

Lucrarea se adresează specialiştilor din domeniul protecţiei, familiarizaţi în fond cu problemele protecţiei de distanţă.

În principal, ea este împărţită în cinci capitole şi şapte anexe de calcul.

În prima parte, capitolele 1 şi 2, se prezintă, pe lîngă principiile generale ale protecţiei sistemelor energetice, şi cazurile speciale de funcţionare a acestora, tratîndu-se pendulaţiile în sistem, funcţionarea liniilor lungi compensate şi necompensate, impedanţa de scurtcircuit a liniilor paralele şi comportarea transformatoarelor de măsură în regim tranzitoriu.

În continuare, în capitolul 3, cel mai amplu, autorul se ocupă de elementele de pornire şi măsură de la protecţiile de distanţă. Se descrie aici în amănunt principiul nou propus al comparaţiei amplitudine-fază, precum şi precizia elementelor bazate pe acest principiu.

Capitolul 4 al lucrării se preocupă de alegerea caracteristicilor de funcţionare ale sistemelor de protecţie de distanţă, insistîndu-se în special asupra caracteristicii de pornire şi măsură.

Capitolul 5 şi ultimul descrie principiile constructive ale sistemelor de protecţie de distanţă, statice, bazate pe noua metodă a comparaţiei amplitudine-fază.

În cele şapte anexe se dau metode de calcul pentru regimurile de funcţionare a sistemelor energetice şi pentru elementele bazate pe principiul comparaţiei amplitudine-fază.

Descrierea amplă a principiului constructiv al sistemelor de protecţie de distanţă amplitudine-fază, principiu brevetat de altfel de autor, demonstrează posibilităţile largi ale acestor sisteme în ameliorarea substanţială a funcţionării sistemelor energetice.

Aproape în totalitatea ei lucrarea reprezintă rezultatele unor cercetări personale ale autorului, cercetări cunoscute şi apreciate pe plan mondial.

Prin conţinutul ei, teoretic şi aplicativ, lucrarea este extrem de utilă atît pentru cei care cercetează şi utilizează protecţia sistemelor energetice, cum şi pentru constructorii de echipamente de protecţie. Prezentată la un înalt nivel ştiinţific, fiind prima lucrare în acest domeniu pe plan mondial, ea aduce o contribuţie însemnată la dezvoltarea ştiinţei româneşti.

Dr. ing. *S. Florea*

Charles-Valère FEUVRIER. **Simularea sistemelor (La simulation des systèmes).** DUNOD, Paris, 1971, 152 p.

Volumul reprezintă o primă parte a lucrărilor autorului în domeniul simulării sistemelor, tratînd aspecte de ordin teoretic. O a doua parte, pe care autorul a publicat-o în editura „Presses universitaires de France" prezintă o aplicaţie în domeniul sistemelor de gestiune.

Autorul defineşte sistemele ca un ansamblu de obiecte ordonate interconectate, dinamic, supus influenţelor mediului, şi, în general, cu restricţii. În funcţionarea unui sistem sînt urmărite anumite scopuri, în raport cu care se apreciază optimalitatea sistemului.

Lucrarea este împărţită în 4 capitole principale şi însoţită de anexe.

Capitolul 1, „Sistemele", prezintă anumite proprietăţi generale ale sistemelor definite ca mai sus. Autorul presupune cunoscute : elementele sistemului, legile proprii elementelor şi legile de interacţiune între elemente, pe baza cărora se poate atinge scopul urmărit.

Se exemplifică şi se ierarhizează sistemele după gradul de complexitate, începînd de la sisteme mecanice cu mişcări determinate (de ex. sisteme planetare) şi terminînd cu sisteme cu intervenţie umană (economice, sociale, industriale, militare).

Se clasifică sistemele după diverse criterii : după intervenţia umană (create de om sau nu), după structură (deschis, închis, adaptiv), după efectul perturbaţiilor (stabil, instabil, evolutiv, exploziv).

Se exemplifică elementele componente ale unui sistem în cazul gestiunii stocurilor : intrări, ieşiri, operaţii, filtru de intrare. Se subliniază diverse modalităţi de reglare a sistemelor prin comparare intrare-ieşire cu diverse grade de ierarhizare. Separat se prezintă cazul sistemelor formate din subsisteme şi al interacţiunii sistem — mediu.

Un paragraf se ocupă cu metodele elaborării şi studiului sistemelor, considerînd următoarele etape : definirea ieşirilor şi a scopului, definirea intrărilor, definirea subsistemelor cu legile lor de interacţiune, modelarea sistemului, realizarea practică a sistemului, readaptarea modelului pentru concordanţa cu practica pe bază de experiment. Pentru cazul analizei unor sisteme existente se ia în considerare metoda „cutiei negre" (black box) adaptată din studiul sistemelor tehnice.

Calităţile impuse sistemelor sînt : simplitate, suplete, siguranţă, economie, acceptabilitate de către utilizatori.

Se subliniază noţiunea de sisteme globale. În acest sens autorul menţionează că metodele actuale utilizate în studiul sistemelor existente se rezumă la studiul unor subsisteme izolate. Motive sînt : specializarea extremă a muncii (analiza doar a unui proces cu neglijarea celor înconjurătoare) ; simplitatea analizei, dar şi lipsa de metode şi mijloace adecvate de studiu ; dezvoltarea inegală a subsistemelor (de ex. transportul aerian de mărfuri face apel atît la aviaţie — domeniu dezvoltat, cît şi la transportul rutier şi birocraţie — domenii mai puţin dezvoltate) ; un alt motiv este lipsa de înţelegere şi sprijin al administraţiei.

Capitolul 2, „Modele", prezintă tipuri, caracteristici, clasificări ale modelelor considerate ca reproduceri (fizice sau abstracte) mai mult sau mai puţin fidele, simplificatoare, ale unor sisteme. Ca urmare nu se poate vorbi de model adevărat sau fals ; se poate vorbi de modele care reproduc sistemele mai mult sau mai puţin satisfăcător, criteriul de apreciere fiind confruntarea cu practica.

Modelele sînt clasificate în fizice (machete, modele fizice analogice) şi abstracte. În modelele abstracte sînt cuprinse : modele bazate pe imagini (grafice, curbe), pe cuvinte (modele descriptive, literare), modele bazate pe funcţii matematice (modele matematice deterministe sau probabiliste) şi modele bazate pe funcţii logice.

Modelele sînt clasificate de asemenea în statice şi dinamice, stabile şi instabile, deschise sau închise, parţiale sau generale.

În construcţia modelelor se subliniază metoda matematică (în cazul că se pot exprima matematic legile de ansamblu care guvernează sistemul) şi metoda simulării (se formulează matematic interdependenţele caracteristice numai unei părţi a sistemului). Se exemplifică pe cazul unui sistem economic, evidenţiindu-se variabilele de intrare (exogene, necontrolabile, independente), interne (controlabile) şi de ieşire (endogene, dependente).

Capitolul 3, „Simularea", tratează caracteristicile şi scopurile urmărite prin simulare, definită ca metodă de studiu a sistemelor pe bază de modele. Scopurile pot fi : analiza sistemelor, construcţia sistemelor, educaţia (în învăţămînt sau antrenament). Ca exemplificare se menţionează simula-

toarele din aviaţie şi jocurile de concurenţă sau jocurile de decizie.

Simularea pe calculatoarele numerice este categorisită în: deterministă, probabilistă şi operaţională. Primele două categorii sînt definite de tipul de model (determinist sau probabilist) utilizat, în cazul al doilea calculatorul generînd variabile aleatorii după legi prestabilite. În cazul simulării operaţionale, operatorul intervine cu decizii chiar în timpul simulării pe calculator.

Capitolul 4, „Simularea sistemelor", prezintă principii, metode de simulare şi tehnici de simulare. În cadrul tehnicilor de simulare se prezintă detalii în ce priveşte: crearea de numere aleatorii prin calculator (metoda tabelelor, metoda generării analogice, metode aritmetice, metode de congruenţă), precum şi teste de uniformitate (de frecvenţă, de serie, de corelaţie, de secvenţă, de interval); generarea de variabile aleatorii neuniforme, respectînd o lege dată (legi continue, legi discrete); generarea variabilei timp (cu pas constant, cu pas variabil).

În continuarea capitolului se prezintă principii şi caracteristici ale limbajelor de simulare, exemplificînd cazul limbajului GPSS (General Purpose System Simulation) al lui Gordon (IBM). Se prezintă o listă de 21 de limbaje de simulare mai importante pentru aplicaţii, bazate pe FORTRAN, ALGOL, SIMSCRIPT, CSL sau independente. În general fiecare limbaj de simulare este mai adecvat unei categorii de sisteme de simulat, însă alegerea limbajului este de multe ori limitată de pregătirea operatorilor şi analiştilor, de compilatoarele disponibile pentru tipul de calculator pe care se face simularea şi de tipurile de limbaje pentru care este disponibilă documentaţie.

În încheierea capitolului se face o privire de ansamblu asupra cîmpului de aplicaţii ale simulării pe calculator (simulatoare, sisteme strategice, sisteme tactice, sisteme de gestiune, jocuri operaţionale ş.a.) şi se menţionează limitele metodei, subliniind faptul că simularea nu este o metodă propriu-zisă de sinteză ci de comparare a diverselor soluţii, iar validitatea ei depinde de validitatea modelului şi corectitudinea ipotezelor.

Lucrarea se încheie cu scurte concluzii generale, 5 anexe cu ipoteze de simulare, structuri de programe ş.a., şi o listă bibliografică de 128 lucrări.

Lucrarea reuşeşte să prezinte cu mult discernămînt o vedere de ansamblu asupra problemelor teoretice şi de tehnică a simulării sistemelor, domeniu încă controversat în literatura de specialitate. Chiar dacă unele definiri sau clasificări pot fi discutate, lucrarea rămîne o contribuţie valoroasă a autorului, alăturîndu-se eforturilor contemporane pentru realizarea unor generalizări în teoria, ingineria şi metodele de studiu ale sistemelor de orice tip (fizice, cibernetice, biologice, de gestiune etc.).

Silviu Anastasiu

DOCUMENTARE

Bracchi, G. şi Somalvico, M. **Sistem interactiv de programe pentru proiectare asistată de calculator; aplicaţie la calculul circuitelor electrice.** În: Comm. of ACM, 9 sept. 1970, p. 537–546.

Autorii prezintă structura software-ului implementat pe un calculator UNIVAC 1108, funcţionînd în regim de multiprogramare, la care s-a conectat un terminal grafic compus din unitatea de afişaj DEC 338 şi calculatorul PDP–8.

Caracterul conversaţional al sistemului este asigurat prin două limbaje superioare, acţionînd la două nivele: limbajul IMOL permite utilizatorului să se adreseze monitorului, iar limbajul COIF permite utilizatorului să descrie structura circuitului studiat, fiind un limbaj pentru manipularea simbolilor grafici.

Sistemul de programare este modular, astfel încît să permită modificări şi extensiune. Totodată se asigură posibilitatea efectuării unor calcule complexe în permanentă interacţiune cu calculatorul.

În articol se dezvoltă monitorul interactiv şi limbajul orientat grafic. Interfaţa dintre monitor şi utilizator (la nivelul prelucrării în calculator) este realizată de o structură în inel a datelor supuse programelor de aplicaţii. Din păcate autorii nu dau detalii cu privire la modul de organizare concretă al acestei structuri.

Un fapt interesant îl constituie utilizarea limbajului FORTRAN (cu extensiune pentru prelucrarea informaţiilor grafice) atît pentru scrierea rutinelor de aplicaţii cît şi ca bază de plecare pentru limbajul COIF; acesta rezultă din FORTRAN prin adăugarea unui set de rutine specializate.

Articolul se încheie cu un exemplu de utilizare a sistemului.

P.D.

CRONICA

Expoziţia MICRONICA-71, Budapesta, 4–10 oct. 1971

Expoziţia MICRONICA–71 a fost organizată de societatea ungurească de import-export ELEKTROMODUL şi a avut ca subiect central componentele electronice. MICRONICA–71 a fost prima expoziţie internaţională de componente ţinută într-o ţară socialistă şi se intenţionează ca ea să se redite la fiecare doi ani.

La ediţia 1971 a MICRONICII au prezentat produse 72 de firme din 17 ţări, dintre care 23 de firme aparţineau ţării-gazdă.

Elementul de noutate al expoziţiei a fost, în primul rînd, relevarea realizărilor tehnologice în ţările socialiste, reprezentate prin întreprinderi din R.P. Bulgaria, R.P. Ungară, R.S. Cehoslovacă, R.S.F. Jugoslavia, R.S. România şi U.R.S.S.

R.P. Bulgaria, reprezentată de societatea ELEKTRONNI ELEMENTI, a expus dispozitive semiconductoare discrete şi circuite integrate (C. I). tuburi electronice, rezistoare, condensatoare, ferite, miniacumulatoare şi baterii. Sortimentul de dispozitive semiconductoare discrete şi C.I. (monolitice şi hibride) prezentat de R.P.B. este bogat şi conţine, în general, tipuri din cataloagele ELEKTRONORGTEHNIKA (U.R.S.S.). Este de remarcat, ca sortiment, seria R.P.B. de circuite integrate MOS pentru calculatoare de birou. Performanţa timp de comutare/putere consumată pe poartă a acestei serii este de 2 μs/4 mW (faţă de 1 μs/1 mW tipic la C.I. MOS standard, pe plan mondial). Concepţia acestei serii este diferită de cea standard, ea conţinînd şi elemente pasive; gradul de integrare atins este de 81 de transistoare (faţă de mii de transistoare pe plan mondial).

R.P. Ungară a fost reprezentată, în domeniul componentelor electronice convenţionale, de cunoscuta întreprindere TUNGSRAM (anul acesta la cea de-a 75-a aniversare), precum şi de institutele de cercetare HIKI şi VKI.

În domeniul semiconductoarelor, TUNGSRAM a prezentat tipuri europene standard (transistoare „BC", „BF", C.I. logice TTL etc.) la performanţe competitive.

Se remarcă specializarea R.P.U. (prin institutul de cercetări HIKI) în domeniul C.I. hibride.

La expoziţie au fost prezentate C.I. hibride în 6 tipuri de capsule, cu posibilitatea de a se executa configuraţii de circuite „la cerere". De asemenea se remarcă diviziunea internă a cercetării între institutele HIKI (dispozitive şi C.I. de mică putere) şi VKI (dispozitive de putere).

În afară de componente electronice, R.P.U. a prezentat echipamente electronice diferite, de la ciocane de lipit pînă la calculatoare electronice de proces.

R.S. Cehoslovacă a fost reprezentată de întreprinderea de comerţ exterior KOVO care a expus, în principal, produsele întreprinderii TESLA.

Gama de componente prezentată a fost deosebit de vastă. Astfel, în afară de dispozitivele semiconductoare discrete uzuale (transistoare planare, diode cu siliciu etc.), s-au prezentat C.I. logice TTL (seria 74 şi chiar şi unele tipuri din seria 54) şi C.I. liniare pentru aplicaţii profesionale. Linia de C.I. liniare a întreprinderii TESLA este modernă şi conţine amplificatorul operaţional de înaltă performanţă MAA 501 avînd schema electrică şi foaia de catalog identică cu cele ale cunoscutului circuit FAIRCHILD μ A 709.

R.S.F. Iugoslavia a expus, prin ISKRA, o gamă variată de componente de nivel competitiv şi cu posibilităţi de livrare imediată.

Ca ultime realizări s-au prezentat rezistoare cu peliculă metalică şi diode redresoare de înaltă tensiune (triploare 10/30 kV).

U.R.S.S. a fost prezentă prin întreprinderile ELEKTRONORGTEHNIKA (componente electronice) şi TEKMASHEXPORT (utilaje pentru tehnologia componentelor electronice).

În domeniul componentelor electronice s-a prezentat o gamă foarte variată de produse. Punctul „de vîrf" pentru componentele discrete l-a constituit seria transistoarelor de radiofrecvenţă, de putere, în tehnologie PLANAR—OVERLAY. Pentru C.I. au fost prezentate produse şi un catalog de 267 pagini de C.I. monolitice (logice şi liniare) şi hibride (logice şi liniare). În general se remarcă o linie proprie în concepţia C.I. (configuraţii de circuit şi capsule diferite de cele standardizate în Europa şi S.U.A.).

Familia C.I. logice TTL apare în două serii, ambele cu configuraţia clasică a seriei 54/74 însă cu parametrii de viteză inferiori (41—60 ns faţă de 10 ns la seria 54/74).

În domeniul utilajelor tehnologice s-a prezentat o linie completă pentru fabricaţia de serie de transistoare şi C.I.

Dintre întreprinderile româneşti care au participat, remarcăm îndeosebi ISCE—ELECTRONUM, care a avut un stand frumos prezentat, conţinînd componente electronice competitive, cum ar fi transistoare planare, diode cu siliciu profesionale, diferite componente radio, ferite etc. Standul ELECTRONUM-ului a fost bine aprovizionat cu prospecte în limbi de circulaţie internaţională şi a avut asistenţă tehnică şi comercială competentă.

MICRONICA—71 a permis afirmarea unor realizări de nivel mondial, încadrîndu-se astfel în linia expoziţiilor internaţionale consacrate (MICROELECTRONICA — München, Salonul de componente electronice — Paris etc.). Astfel, de exemplu, această expoziţie a lansat calculatorul MOS/LSI „One—Chip Calculator" TMS 1802 (T.I., S.U.A.), calculator cu patru operaţii realizat într-un singur circuit integrat MOS/LSI, cu afişare cu dispozitive luminescente cu GaAsP. Este interesant de remarcat evoluţia acestui calculator: 1969 — cîteva duzini de C.I. bipolare; 1970 — patru C.I. MOS/LSI; 1971 — un singur C.I. MOS/LSI.

De asemenea, mai multe ţări au prezentat dispozitive discrete pentru microunde, transistoare MOS discrete de înalte performanţe, noi dispozitive optoelectronice etc.

C. D. Bulucea

Expoziţia cehoslovacă de tehnică analogică şi hibridă, Bucureşti, 15—20 noiembrie 1971

În ziua de 15 noiembrie 1971 a avut loc o conferinţă de presă cu ocazia deschiderii la sala mare a Palatului din Bucureşti a expoziţiei organizate de întreprinderea cehoslovacă de comerţ exterior Kovo, cuprinzînd în special calculatoare din noua serie MEDA-T, model 69, şi dispozitive anexe pentru aceste calculatoare.

Seria modulară MEDA—T, model 69, a fost concepută pe baza aceloraşi principii ca şi seria precedentă a calculatoarelor analogice transistorizate MEDA—T, model 65. Concepţia modulară originală a calculatoarelor MEDA —T permite utilizarea lor la tratarea unor probleme ştiinţifice şi tehnice foarte variate. Baza calculatoarelor MEDA—T este constituită de şasiurile modulare de tip A şi B diferenţiate numai prin cablaj; în mod normal cele două şasiuri funcţionează împreună formînd un calculator compact unic. Prin diferite combinaţii ale celor două şasiuri se obţin şase variante fundamentale. Alte combinaţii pot fi realizate între calculatoarele MEDA şi diferite accesorii. Astfel adăugînd dispozitive auxiliare tipului MEDA 21 TS, care este cel mai mic dintre calculatoarele acestei serii şi care este indicat în învăţămînt, se poate obţine un calculator MEDA 81 T adică se ajunge la tipul cel mai important al seriei, destinat calculelor complexe.

Calculatoarele MEDA—T, model 69, sînt alimentate la o tensiune de 220 V, 50 Hz. Îndată ce apare o deficienţă în sistemul curent de alimentare, calculatorul este deconectat în mod automat. De asemenea cînd are loc o suprasaturare a amplificatoarelor operaţionale, sistemul de comandă dirijează automat calculatorul către regimul de bază „oprire".

La exploatarea calculatoarelor MEDA—T este recomandabil să se completeze ansamblul cu un înregistrator XY. Un astfel de înregistrator a fost prezentat la expoziţie: înregistratorul BAK 4 T. Acest aparat asigură înregistrarea grafică continuă a relaţiei dintre două semnale electrice continue, înregistrarea grafică continuă a relaţiei dintre un semnal electric continuu şi produsul acestui semnal cu un alt semnal electric continuu, înregistrarea grafică continuă a unui semnal electric continuu în funcţie de timp, înregistrarea grafică cu puncte a relaţiei dintre două mărimi întabulate, transformarea funcţiei grafice a unui semnal electric continuu de intrare într-un semnal electric continuu de ieşire, transformarea funcţiei de timp grafice într-un semnal electric continuu de ieşire.

Au fost expuse de asemenea unităţi modulare, elemente fundamentale ale calculatoarelor analogice universale MEDA: unităţi modulare de calcul, unităţi suplimentare (care efectuează unele funcţiuni auxiliare, ca modelarea unor operaţii speciale), de măsură, de alimentare.

M. Ciuntu

Expoziţia ungară „Elektromodul", la Bucureşti

Cu ocazia deschiderii expoziţiei „Elektromodul", care a prezentat produse ale industriei ungare de electronică şi telecomunicaţii, a avut loc o conferinţă de presă organizată de Agenţia română de publicitate internaţională „Publicom" la care au participat reprezentanţi ai presei şi specialişti din uzine şi institute cu profil corespunzător.

Expoziţia a fost deschisă între 8 şi 11 noiembrie 1971 la Sala Palatului Republicii Socialiste România, prezentîndu-se un mare număr de componente electronice şi de telecomunicaţii reprezentînd următoarele grupe mari de produse :

— rezistenţe fixe (rezistenţe cu peliculă de carbon şi metalizată, rezistenţe bobinate, termistoare etc);

— rezistenţe variabile (potenţiometre cu peliculă de carbon, potenţiometre bobinate etc.);

— condensatoare fixe (condensatoare cu hîrtie metalizată, condensatoare polistiren şi poliester, condensatoare ceramice etc.);

— condensatoare variabile;

— elemente inductive (transformatoare miniatură, bobine de self, miezuri de ferită, relee şi comutatoare magnetice, motoare sincrone miniatură etc.);

— componente diverse (butoane de comandă, accesorii de montaj, microfoane, suporturi pentru microfoane, antene pentru auto etc.).

Exponatele au fost analizate cu multă atenţie de specialiştii noştri fiind apreciate pentru performanţele lor şi fineţea executării pieselor miniaturizate.

Expoziţia a prilejuit stabilirea contactelor directe între specialiştii noştri şi reprezentanţii industriei ungare de electronică şi telecomunicaţii, a contribuit la lărgirea şi întărirea relaţiilor de prietenie şi colaborare tehnico-economică între cele două ţări vecine : Republica Socialistă România şi Republica Populară Ungară.

Ing. *M. Constantin*

(Urmare de la pag. 4)

[11] Duma, M. *Clase de funcţionare a echipamentelor telemecanice.* Sesiunea ştiinţifică festivă a Institutului politehnic Bucureşti, 1968.

[12] Cuperman ,V. *Analiza comparativă a două moduri de funcţionare a echipamentelor de transmitere de date.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1969, p. 23—26.

[13] Duma, M. *Criteriul întîrzierii de transmisie minime în centralizarea informaţiei de control.* Probleme de automatizare VI, Ed. Academiei R.S.R., 1969.

[14] Felea, S. *Probleme ale realizării unei aparaturi de telemecanică de tip multifuncţional şi centralizat.* Probleme de automatizare VI, Ed. Academiei R.S.R., 1969.

[15] Cuperman, V. *Probabilităţi de eroare pe canale discrete cu memorie.* Probleme de automatizare VI, Ed. Academiei R.S.R., 1969.

[16] Cuperman, V. *Alegerea parametrilor pentru echipamente cu transmitere continuă a datelor.* A XII-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic Bucureşti, 1969.

[17] Felea, S. *Probleme ale rezervării părţii centrale a unui echipament telemecanic de tip centralizat.* A XII-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic Bucureşti, 1969.

[18] Felea, S., Duma, M. Negreanu, D. *Echipament de telemecanică pentru dispecerizarea energetică a liniilor ferate electrificate. Alegerea soluţiei telemecanice de ansamblu.* A doua conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 1969.

[19] Negreanu, D. *Criterii de alegere a semnalelor informaţionale şi auxiliare într-un sistem telemecanic cu separare în timp.* A doua conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 1969.

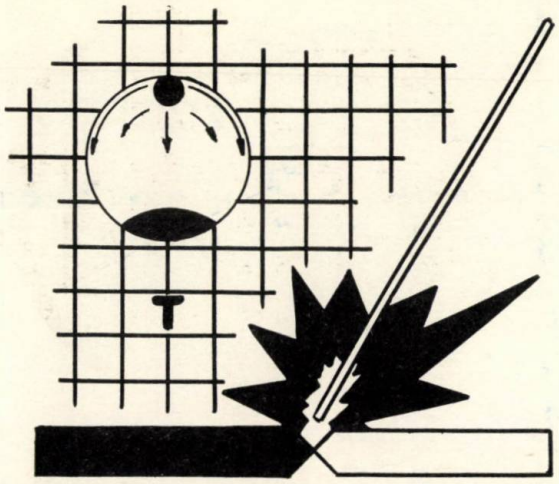
[20] Cuperman, V., Luca, C. *Metode şi programe de calcul pentru studiul codurilor detectoare de erori.* A doua conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 1969.

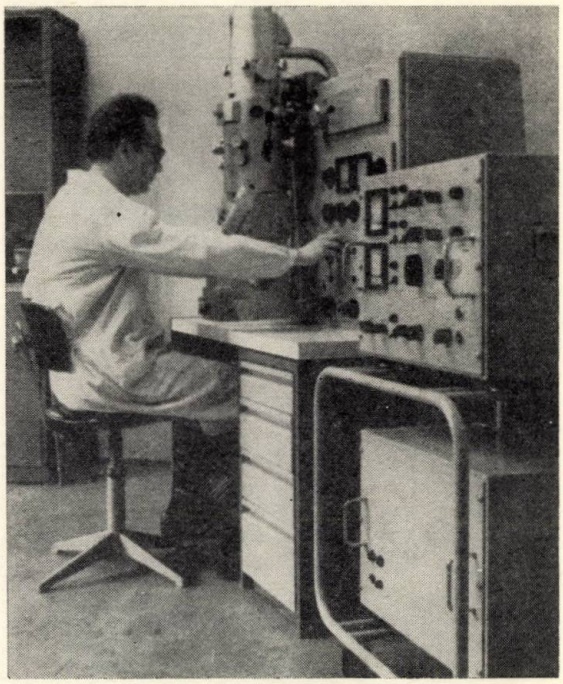
[21] Duma, M., Hascal, M., Pancioiu, M. *Studiul experimental al unor caracteristici ale vorbirii, cu aplicaţie la transmiterea de semnale telemecanice pe căi telefonice de serviciu.* A doua conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 1969.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT BUDAPEST

M.I.C.M.— D.G.D.R.I.

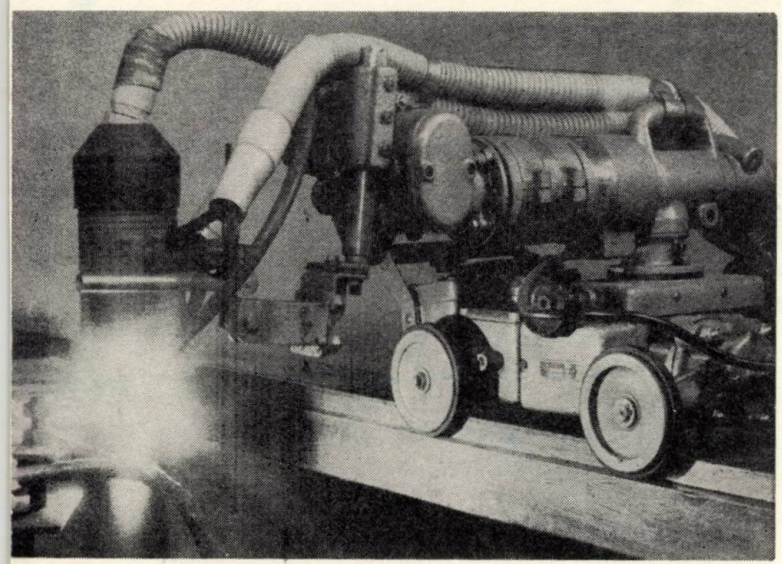
CENTRUL DE SUDURA ŞI INCERCARI LA OBOSEALA TIMISOARA





EFECTUEAZĂ, PE BAZĂ DE CONTRACTE, STUDII ŞI CERCETĂRI PRIVIND:

- Tehnologii de sudare a oţelurilor
- Tăiere şi sudare cu plasmă şi microplasmă
- Dezvoltarea materialelor pentru sudare — oţeluri, electrozi, fluxuri
- Examinarea compatibilităţii la sudare (metale, materiale de adaos)
- Încercări mecanice pentru metale şi îmbinări sudate
- Control defectoscopic — ultrasonic şi magnetic
- Examinări la frecare-uzare, pentru metale şi garnituri de fricţiune
- Analize chimice — analize metalografice — optice şi electronice
- Determinări extensometrice (mecanice, optice, electrice)



ACORDĂ ASISTENŢĂ TEHNICĂ ŞI ORGANIZEAZĂ CURSURI DE SPECIALIZARE

CSIO

TIMIŞOARA

Bd. Mihai Viteazu nr. 30

Telefon 1.32.68—8.19.42

MICM—CIETV

Fabrica de Aparate Electronice de Măsură și Industriale

București, Sectorul 2, Șoseaua Fabricii de Glucoză Nr. 9—11 Cont 30.06.05.00 BNRSR Sector 2, București Tel. 33.77.49, 33.78.14

Execută :

Numărător universal cu 6 cifre (FN1-6/A)

Aparatul permite măsurarea numerică a frecvenței, perioadei, raportului a 2 frecvențe, duratei impulsurilor și intervalelor de timp între 2 impulsuri. De asemenea, înregistrează numărul de impulsuri care i se aplică la intrare.

Cu ajutorul unor traductoare adecvate, un mare număr de mărimi neelectrice se pot converti într-una din mărimile de mai sus. Astfel se pot măsura turația, debitul, viscozitatea, deplasarea, elasticitatea, temperatura, viteza, accelerația.

- numărare: rezoluție 1 µs
- frecvență: 10 Hz . . . 1 MHz
- perioadă: 10 Hz . . . 100 kHz
- puterea electrică absorbită de la rețea: 150 VA
- dimensiuni de gabarit: 200×435×375 mm
- greutate : 27 kg

Și următoarele aparate electronice de măsură

- Umidometru electronic (T1)
- Vibrometru portabil tranzistorizat (VP-3)
- Osciloscopul de serviciu (OS-1)
- Voltmetru numeric cu 4 cifre de c.c. (VN1—4/B)
- Tranzistormetru
- Generator de joasă frecvență
- Voltmetru electronic universal
- Torsiometru electronic TSE-L
- Punte tensometrică cu un canal TE-L/0

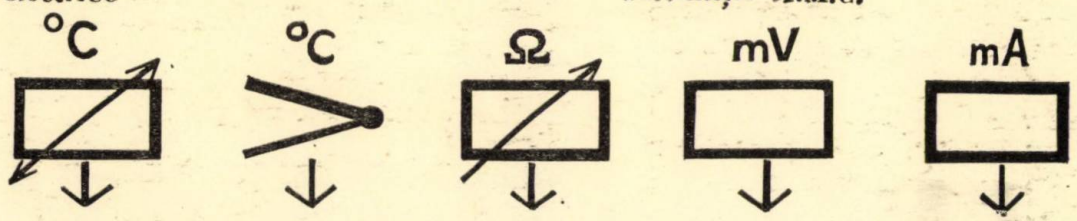
MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

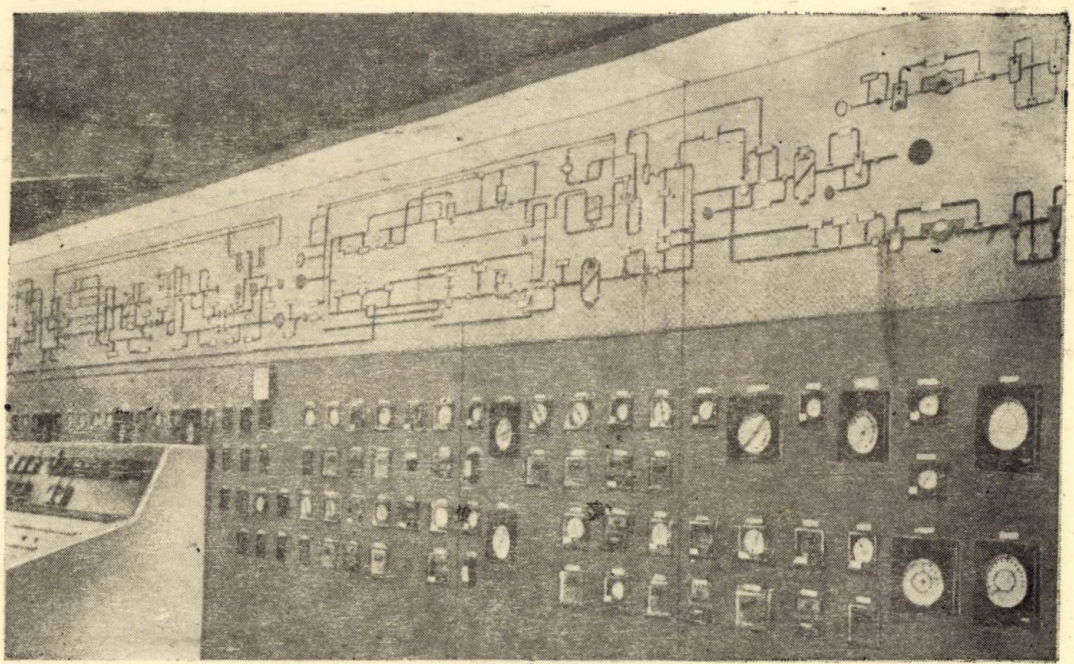
ÎNTREPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII AUTOMATIZARE

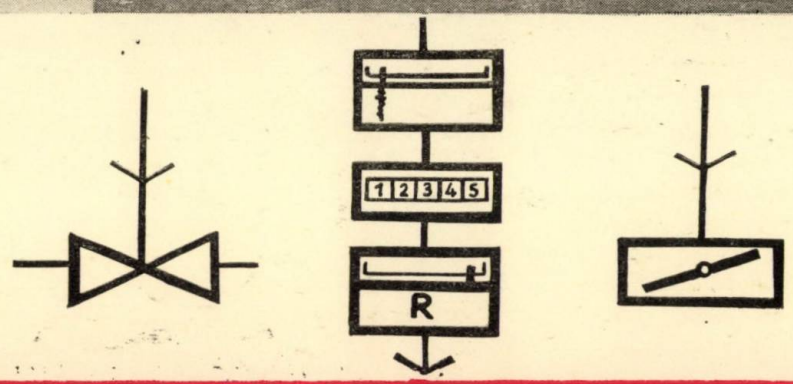
IMIA

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale electrice
Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și telesemnalizări
Instalații A.M.C.





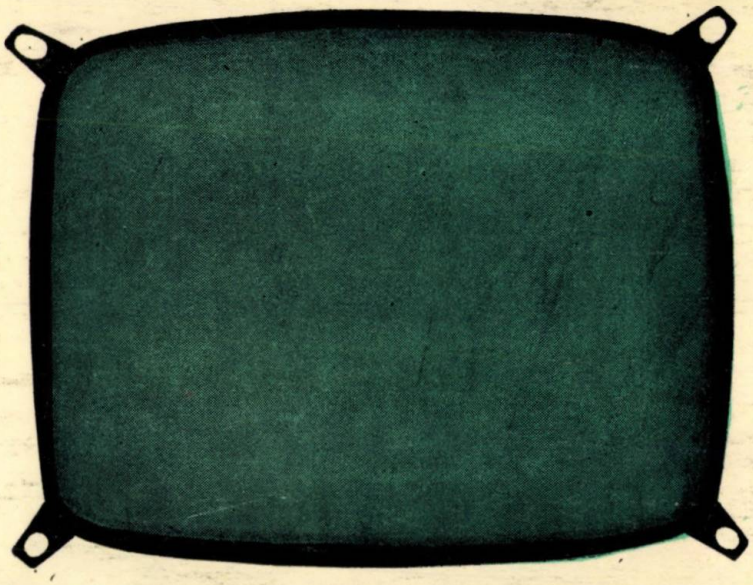


I.M.I.A. ● BUCUREȘTI, BD. KALININ NR. 18 ● TELEFON 33 75 32

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19''), 59 cm (23''), 61 cm (24''), 65 cm (25'') și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.



Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

1972 MAR 2

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

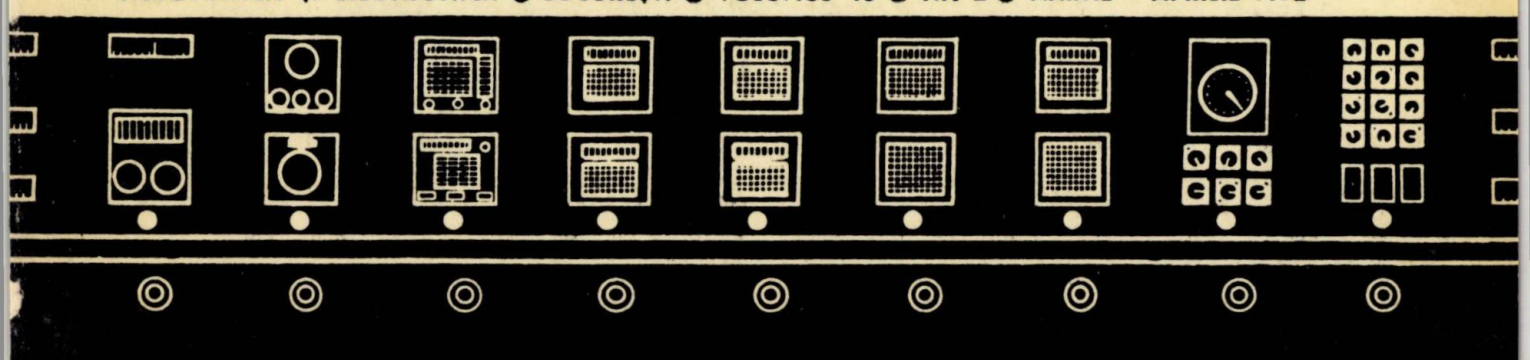
UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

E 2551

AUTOMATICA SI ELECTRONICA

2

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 16 ● Nr. 2 ● MARTIE — APRILIE 1972



i p r s β băneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32

Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
- disc
- în capsulă

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE

- de joasă frecvență
- de înaltă frecvență și comutație
- de putere

DIODE

- de semnal și comutație
- redresoare
- redresoare pentru curenți mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

CATALOAGELE I.P.R.S. — BĂNEASA (Rezistoare, Condensatoare, Cablaje imprimate, Tranzistoare, Diode) se livrează de I.P.R.S. — BĂNEASA — Serv. DESFACERE, Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 BUCUREȘTI II, la primirea sumei de lei 56 prin mandat poștal.

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XVI (pag. 41 — 88) nr. 2 martie — aprilie Bucureşti, 1972

Dr. ing. VLAD IONESCU

Reprezentarea generală a sistemelor liniare

În [1] s-au definit conceptele fundamentale care intervin în teoria generală a sistemelor, concepte cu caracter general care permit o serie de precizări legate de noţiunea de sistem dinamic ca model universal de exprimare a tranziţiilor cauzale.

În cele ce urmează vom încerca să prezentăm unele puncte de vedere suplimentare, generate de particularităţile clasei sistemelor liniare.

Este evident că atributul de liniaritate oferă o serie de facilităţi aparente, dar tocmai din acest motiv bogăţia de rezultate obţinute permite o extrapolare a acestora, cu adaptările corespunzătoare pentru alte clase de sisteme dinamice.

Modelul matematic, descris de o structură liniară, va fi constrîns în cele ce urmează de două ipoteze esenţiale : *finitudinea* şi *netezimea*. Prima ipoteză consideră dimensiunea finită a spaţiului stărilor, iar cea de a doua incumbă descrierea dinamicii prin sisteme de ecuaţii diferenţiale.

Instrumentul matematic folosit reprezintă o îmbinare a modului de tratare tradiţional reclamat de sistemele de ecuaţii diferenţiale şi a unor rezultate ale teoriei structurilor matematice.

1. Sistem liniar finit dimensional neted

Se numeşte sistem liniar finit dimensional neted modelul :

$$\Sigma = (A(.),\ B(.),\ C(.)) \tag{1}$$

definit prin :

$$\frac{dx}{dt} = A\,(t)\,x + B\,(t)\,u\,(t), \tag{2}$$

$$y\,(t) = C\,(t)\,x\,(t), \tag{3}$$

în care :

— variabila independentă t parcurge mulţimea $T = R$ (axa reală) ;

— $U = R^r$ şi $u\,(t) \in U$ pentru orice $t \in T$, reprezentînd valoarea la momentul t a funcţiei continue de intrare $\omega : T \to U$, adică :

$$\pi_t\,\omega = \omega\,(t) \equiv u\,(t)\,;$$

— clasa funcţiilor de intrare Ω se defineşte prin :

$$\Omega = \{\omega : T \to U \mid \text{continue}\}\,;$$

— $x = \begin{bmatrix} x^1 \\ \vdots \\ x^n \end{bmatrix}$ este variabila de stare aparţinentă la spaţiul stărilor $X = R^n$ cu $1 \leqslant n < +\infty$;

— $Y = R^m$ şi $y\,(t) \in Y$ pentru orice $t \in T$, reprezentînd valoarea la momentul t a funcţiei continue de ieşire $\gamma : T \to Y$, adică :

$$\pi_t\,\gamma = \gamma\,(t) = y\,(t)\,;$$

— $A\,(.) : T \to \{n \times n - \text{matrice}\}$

$B\,(.) : T \to \{n \times r - \text{matrice}\}$

$C\,(.) : T \to \{m \times n - \text{matrice}\}$

sînt aplicaţii continue *.

Dacă se notează cu $X\,(t,\ \tau)$ matricea fundamentală a ecuaţiei diferenţiale (vectoriale) (2), se obţin :

a) *funcţia de tranziţie* $\varphi : T \times T \times X \times \Omega \to X$ definită de :

$$x\,(t) = \varphi\,(t;\ \tau,\ x,\ \omega) = X\,(t,\ \tau)x + \int_\tau^t X\,(t,\ \sigma)\,B\,(\sigma)\,u\,(\sigma)\,d\sigma, \tag{4}$$

unde se vede imediat că :

$$x\,(t)\Big|_{t=\tau} = x$$

(τ, x) fiind deci faza iniţială ;

* Mai general se scrie :

$T \ni t \mapsto A\,(t) \in Hom_K\,(X,X)$, $T \ni t \mapsto B(t) \in Hom_K\,(U,X)$, $T \ni t \mapsto C\,(t) \in Hom_K\,(X,Y)$ aplicaţii continue, unde Hom_K este clasa de omomorfisme ale structurilor liniare corespunzătoare peste cîmpul $K = R$.

b) *transformarea de ieşire* η : $T \times X \to Y$ definită de :

$$\eta (t, x (t)) = C (t) x (t), \qquad (5)$$

unde $x (t)$ este definit de a).

Sînt astfel complet precizate componentele modelului general care defineşte un *sistem dinamic* [2], adică :

$$\Sigma = (T, U, \Omega, X, Y, \Gamma, \varphi, \eta). \qquad (6)$$

Se vede imediat că tranziţia cauzală intrare-ieşire se descrie la nivelul modelului Σ prin :

$$y (t) = \eta (t, \varphi (t; \tau, x, \omega), = C (t) X (t, \tau) x + \\ + C (t) \int_{\tau}^{t} X (t, \sigma) B (\sigma) u (\sigma) \, d\sigma, \qquad (7)$$

evidenţiind de fapt trecerea *bine definită* :

(intrare + fază iniţială) $\mapsto$ ieşire (unică),

în care faza iniţială (τ, x) precizează care proces din clasa cauzală are loc.

În cele ce urmează vom evidenţia rolul pe care îl are modelul şi implicit conceptul de stare în precizarea riguroasă a tranziţiilor cauzale.

2. Model cauzal şi anticauzal *

Modelele pe care le introducem sînt consecinţe ale unei formalizări matematice ; ele însă se bazează pe realitatea proprietăţii dialectice de cauzalitate.

2.1. *Modelul cauzal.* Vom face următoarele consideraţii :

— intrările, adică cauzele, se desfăşoară *în trecut* pînă la momentul prezent τ, cînd încetează definitiv ;

— ieşirile, adică efectele, se vor considera în viitor, adică de la momentul τ încolo ;

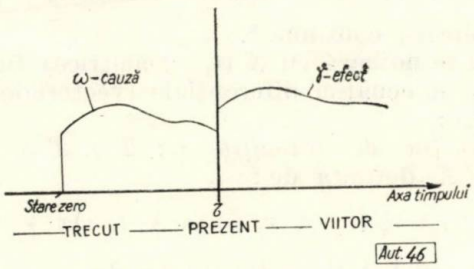


Fig. 1. Definirea domeniului funcţiilor de intrare $\{\omega\}$, respectiv ieşire $\{\gamma\}$.

— starea iniţială în momentul declanşării cauzei este *starea nulă*, această precizare fixînd unicitatea cauză-efect.

În intervalul $(-\infty, \tau)$, variabila temporală se va nota cu s, iar în intervalul (τ, ∞) cu t.

Sîntem astfel conduşi la definirea corespunzătoare a claselor de intrare şi ieşire :

$$\Omega_{\tau} = \{\omega : (-\infty, \tau] \to U \mid \\ \text{continue, cu suport compact}\} *$$

$$\Gamma_{\tau} = \{\gamma : [\tau, \infty) \to Y \mid \text{continue}\}.$$

La nivelul modelului, procesul cauză-efect, adică $\Omega_{\tau} \to \Gamma_{\tau}$, *cu stare iniţială nulă*, se descrie astfel :

— pe durata cauzei, originea este transferată la momentul τ, într-o stare oarecare, la acel moment cauza încetînd ;

— de la momentul τ încolo starea evoluează *liber*, adică :

$$x (\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} X (\tau, s) B (s) u (s) \, ds, \; s \leqslant \tau, \qquad (8)$$

limita inferioară fiind artificială deoarece $\omega \equiv \\ \equiv 0$ pentru $s < t$ ω şi :

$$y (t) = C (t) X (t, \tau) x (\tau), \; t \geqslant \tau. \qquad (9)$$

Trecerea generală, asociată stării iniţiale, este definită de compunerea relaţiilor (8) şi (9), adică :

$$y(t) = C (t) X (t, \tau) \int_{-\infty}^{\tau} X(\tau, s) B (s) u (s) \, ds, t \geqslant \tau \geqslant s$$

sau în definitiv :

$$y (t) = \int_{-\infty}^{\tau} C (t) X (t,s) B (s) u (s) \, ds, \; t \geqslant \tau \geqslant s. \qquad (10)$$

Se constată că, în integrandul lui (10). τ dispare impunîndu-se aşa-numita condiţie cauzală $t \geqslant \tau \geqslant s$.

Se va nota mulţimea perechilor (t,s), cu $t \geqslant s$, cu $(T \times T)^c$, adică :

$$(T \times T)_c = \{(t, s) \mid t \geqslant s\}.$$

Atunci integrandul defineşte aplicaţia :

$$W_{\Sigma}^c : (T \times T)^c \to \{m \times r - \text{matrice}\}$$

prin egalitatea :

$$W_{\Sigma}^c (t, s) = C (t) X (t, s) B (s), \; t \geqslant s \qquad (11)$$

care poartă numele de *matricea de răspuns cauzal la impuls a sistemului.*

Aplicaţia :

$$W_{\Sigma} : T \times T \to \{m \times r - \text{matrice}\},$$

definită de egalitatea :

$$W_{\Sigma} (t, s) = C (t) X (t, s) B (s), \; (t, s \text{ oarecare}), \qquad (12)$$

se numeşte *matricea pondere a sistemului.*

---

* Este o noţiune de tipul folosit în fizica modernă : materie şi antimaterie, particulă şi antiparticulă etc.

* Pentru fiecare ω există un $t_{\omega} < \tau$ pentru care funcţia este identic nulă dacă $s \leqslant t_{\omega} \leqslant \tau$, cu alte cuvinte momentul declanşării cauzei este finit.

Se vede că restricţia cauzală a matricei pondere este matricea de răspuns cauzal la impuls.

În concluzie, tranziţia cauzală intrare-ieşire, asociată stării iniţiale nule descrise de sistemul Σ, este definită de :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\tau} W_{\Sigma}^{c}(t, s)\, u(s)\, ds \text{ cu } t \geqslant \tau \quad (13)$$

sau :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\tau} W_{\Sigma}(t, s)\, u(s)\, ds \text{ cu } t \geqslant \tau \geqslant s. \quad (13')$$

Diferenţa dintre W_{Σ}^{c} şi W_{Σ} constă în faptul că prima reflectă răspunsul la o distribuţie Dirac, la momentul s, pe cînd cea de a doua, avînd aceeaşi expresie matematică, reflectă prelungibilitatea soluţiei ecuaţiei diferenţiale *fără nici un fel de consideraţii cauzale.*

Aplicaţia :

$$f_{\tau\Sigma}^{c} : \Omega_{\tau} \to \Gamma_{\tau}, \quad (14)$$

definită de :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\tau} \underset{t \geqslant \tau}{W_{\Sigma}^{c}(t, s)}\, u(s)\, ds = \int_{-\infty}^{\tau} \underset{t \geqslant \tau \geqslant s}{W_{\Sigma}(t, s)}\, u(s)\, ds, \quad (15)$$

se numeşte *funcţia de tranziţie cauzală intrare-ieşire la momentul τ asociată stării nule*, a sistemului Σ, ea evidenţiind univoc procesul :

$$\Omega_{\tau} \ni \omega \mapsto \gamma \in \Gamma_{\tau}. \quad (16)$$

Modelul (1) permite detalierea sau, cum se spune, factorizarea aplicaţiei (16), descrisă de (14).

Într-adevăr, sub acţiunea lui ω are loc transferul :

$$(t_{\omega}, 0) \mapsto (\tau, x(\tau)), \quad (17)$$

descris de (8). Se vede că (8) asociază fiecărei intrări ω o stare x, adică se pune în evidenţă o aplicaţie $\overline{B}_{\tau\Sigma}^{c}$:

$$\overline{B}_{\tau\Sigma}^{c} : \omega \mapsto x, \quad (18)$$

definită de (8), adică :

$$\overline{B}_{\tau\Sigma}^{c}(\omega) = \int_{-\infty}^{\tau} X(\tau, s)\, B(s)\, u(s)\, ds, \qquad s \leqslant \tau. \quad (8')$$

De la momentul τ încolo, orice stare x generează numai regimuri libere şi ieşirile corespunzătoare acestor regimuri, evidenţiindu-se o aplicaţie $\overline{C}_{\tau\Sigma}^{c}$ descrisă de (9) :

$$\overline{C}_{\tau\Sigma}^{c} : x \mapsto \gamma, \quad (19)$$

adică :

$$(\overline{C}_{\tau\Sigma}^{c}(x))(t) = y(t) = C(t)\, X(t, \tau)\, x, \quad (9')$$

unde întreaga ieşire γ este :

$$\gamma = \overline{C}_{\tau\Sigma}^{c}(x) \quad (20)$$

corespunzător lui (19).

În concluzie avem :

$$\omega \mapsto x \mapsto \gamma, \quad (21)$$

care impune diagrama care comută (fig. 2), unde evident :

$$f_{\tau\Sigma}^{c} = \overline{C}_{\tau\Sigma}^{c} \circ \overline{B}_{\tau\Sigma}^{c}. \quad (22)$$

Diagrama din figura 2 evidenţiază factorizarea aplicaţiei $f_{\tau\Sigma}^{c}$.

Procesul descris de partea coborîtoare a diagramei ($\Omega_{\tau} \to X$) se numeşte *proces de accces*,

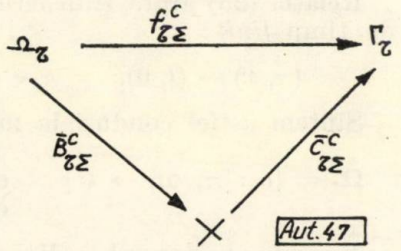


Fig. 2. Factorizarea unei tranziţii cauzale asociate stării zero, corespunzătoare momentului prezent τ.

reflectînd *tranziţia stării zero într-o stare oarecare.*

Procesul descris de partea ascendentă a diagramei ($X \to \Gamma_{\tau}$) se numeşte *proces de observare*, întrucît prin evoluţia ieşirii şi observarea evoluţiei ei în viitor se „observă" indirect faptul că sistemul nu se mai găseşte în starea zero ci evoluează liber dintr-o stare x, care va trebui determinată. Determinarea ei reclamă însă precizări suplimentare.

Cele relatate mai sus se pot evidenţia în figura 3.

Aşa cum se poate vedea uşor, figura 3 explicitează de altfel diagrama din figura 2.

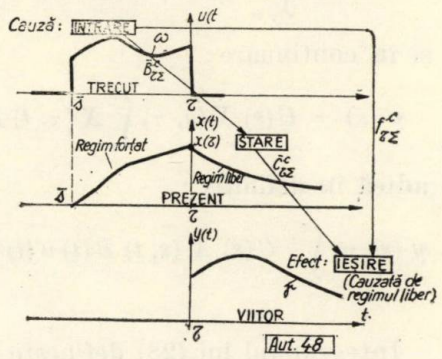


Fig. 3. Explicarea factorizării tranziţiei cauzale prin intermediul modelului cauzal.

Această diagramă pune în evidenţă perechea :

$$\Sigma_{\tau}^{c} = (\overline{B}_{\tau\Sigma}^{c}, \overline{C}_{\tau\Sigma}^{c}), \quad (23)$$

în care $\overline{B}_{\tau\Sigma}^{c}$ şi $\overline{C}_{\tau\Sigma}^{c}$ sînt definite de (8') şi (9'), pereche care defineşte *modelul cauzal* Σ_{τ}^{c} referitor la momentul τ.

Modelul cauzal explicitează o tranziţie cauzală prin transferul originei într-o stare oarecare bine definită.

2.2. *Modelul anticauzal.* Se vor face acum consideraţii simetrice din punct de vedere temporal, adică :

— ieşirile se desfăşoară în *trecut* pînă la momentul prezent τ prin care se pune în evidenţă o anumită stare x la acel moment :

$$y(s) = C(s)\,X(s,\tau)\,x, \quad s \leqslant \tau; \tag{24}$$

— din momentul τ starea x, dacă este posibil, va fi transferată în origine într-un timp finit cu ajutorul unei intrări ω, care se desfăşoară de la τ încolo, adică în *viitor* :

$$0 = X(t,\tau)\,x + \int_{\tau}^{t} X(t,\sigma)\,B(\sigma)\,u(\sigma)\,\mathrm{d}\sigma. \tag{25}$$

Relaţia (25) arată transferul într-un interval de timp *finit* :

$$(\tau, x) \mapsto (t, 0), \qquad \tau < t < +\infty. \tag{26}$$

Sîntem astfel conduşi la mulţimile :

$\hat{\Omega}_\tau = \{\omega : [\tau, \infty) \to U \mid$ continue cu suport compact$\}$*

$\hat{\Gamma}_\tau = \{\gamma : (-\infty, \tau] \to Y \mid$ continue$\}$.

Din relaţiile (24) şi (25) avem :

$$x = -X(\tau,t)\int_{\tau}^{t} X(t,\sigma)\,B(\sigma)\,u(\sigma)\,\mathrm{d}\sigma =$$

$$= -\int_{\tau}^{t} X(\tau,\sigma)\,B(\sigma)\,u(\sigma)\,\mathrm{d}\sigma =$$

$$= \int_{t}^{\tau} X(\tau,\sigma)\,B(\sigma)\,u(\sigma)\,\mathrm{d}\sigma$$

sau deoarece suportul lui ω este compact :

$$x = \int_{+\infty}^{\tau} X(\tau,t)\,B(t)\,u(t)\,\mathrm{d}t, \quad \tau \leqslant t \tag{27}$$

şi în continuare :

$$y(s) = C(s)\,X(s,\tau)\int_{\infty}^{\tau} X(\tau,t)\,B(t)\,u(t)\,\mathrm{d}t,$$

adică în definitiv :

$$y(s) = \int_{+\infty}^{\tau} C(s)\,X(s,t)\,B(t)\,u(t)\,\mathrm{d}t, \quad s \leqslant \tau \leqslant t. \tag{28}$$

Integrandul lui (28) defineşte aplicaţia :

$$W_\Sigma^a : (T \times T)^a \to \{m \times r - \text{matrice}\}$$

prin egalitatea :

$$W_\Sigma^a(s,t) = C(s)\,X(s,t)\,B(t), \quad s \leqslant t \tag{29}$$

şi unde :

$$(T \times T)^a = \{(s,t) \mid s \leqslant t\}.$$

* Aducerea în origine trebuie să se facă într-un timp finit.

Aplicaţia W_Σ^a poartă numele de *matricea de răspuns anticauzal la impuls a sistemului* Σ.

Ea este restricţia anticauzală a matricei de pondere. Avem aşadar :

$$y(s) = \int_{+\infty}^{\tau} W_\Sigma^a(s,t)\,u(t)\,\mathrm{d}t, \quad s \leqslant \tau \tag{30}$$

sau :

$$y(s) = \int_{+\infty}^{\tau} W_\Sigma(s,t)\,u(t)\,\mathrm{d}t, \quad s \leqslant \tau \leqslant t. \tag{30'}$$

Aplicaţia :

$$f_{\tau\Sigma}^a : \hat{\Omega}_\tau \to \hat{\Gamma}_\tau, \tag{31}$$

definită de :

$$y(s) = \int_{+\infty}^{\tau} W_\Sigma^a(s,t)\,u(s)\,\mathrm{d}s = \int_{s\leqslant\tau}^{\tau} W_\Sigma(s,t)\,u(s)\,\mathrm{d}s, \tag{32}$$

$$= \int_{+\infty}^{\tau} W_\Sigma(s,t)\,u(s)\,\mathrm{d}s, \qquad s \leqslant \tau \leqslant t$$

se numeşte *funcţia de tranziţie anticauzală, intrare-ieşire la momentul* τ *asociată stării nule*, a sistemului Σ, ea evidenţiind univoc procesul :

$$\hat{\Omega}_\tau \ni \omega \mapsto \gamma \in \hat{\Gamma}_\tau, \tag{33}$$

în care timpul este *simetric* faţă de cel din relaţia (16).

Relaţia (27) defineşte aplicaţia $\overline{B}_{\tau\Sigma}^a$:

$$\overline{B}_{\tau\Sigma}^a : \omega \mapsto x, \tag{34}$$

adică :

$$\overline{B}_{\tau\Sigma}^a(\omega) = \int_{+\infty}^{\tau} X(\tau,t)\,B(t)\,u(t)\,\mathrm{d}t. \tag{35}$$

Relaţia (35) explicitează transferul stării x în origine, transfer care începe la momentul τ şi se termină la un anumit moment finit $t > \tau$, adică :

$$(\tau, x) \mapsto (t, 0), \qquad t \geqslant \tau. \tag{36}$$

Relaţia (24) defineşte aplicaţia $\overline{C}_{\tau\Sigma}^a$:

$$\overline{C}_{\tau\Sigma}^a : x \mapsto \gamma, \tag{37}$$

adică :

$$(\overline{C}_{\tau\Sigma}^a(x))(s) = C(s)\,X(s,\tau)\,x, \quad s \leqslant \tau, \tag{38}$$

unde :

$$\gamma = \overline{C}_{\tau\Sigma}^a(x) \tag{39}$$

corespunzător lui (37).

În concluzie avem :

$$\omega \mapsto x \mapsto \gamma, \tag{40}.$$

în care timpul este simetric faţă de relaţia (21)

Se obţine astfel diagrama care comută (fig. 4) şi unde evident :

$$f^a_{\tau\Sigma} = \overline{C}^a_{\tau\Sigma} \bigcirc \overline{B}^a_{\tau\Sigma}. \tag{41}$$

Procesul descris de partea coborîtoare a diagramei $(\hat{\Omega}_\tau \to X)$ se numeşte *proces de reglare*

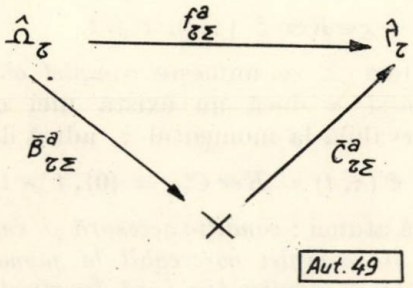


Fig. 4. Factorizarea unei tranziţii anticauzale asociate stării zero, corespunzătoare momentului prezent τ.

sau control, reflectînd aducerea în starea de echilibru, starea zero, a sistemului.

Procesul descris de partea ascendentă a diagramei se numeşte *proces de construcţie*, întrucît pe baza evoluţiei în trecut a ieşirii „se construieşte" starea la momentul τ. Evident sînt necesare precizări suplimentare în procesul de construcţie.

Cele arătate mai sus se ilustrează în figura 5. Perechea :

$$\Sigma^a_\tau = (\overline{B}^a_{\tau\Sigma},\ \overline{C}^a_{\tau\Sigma}), \tag{42}$$

în care $\overline{B}^a_{\tau\Sigma}$, $\overline{C}^a_{\tau\Sigma}$ sînt definite de (35), (38), se numeşte *modelul anticauzal* Σ^a_τ referitor la momentul τ.

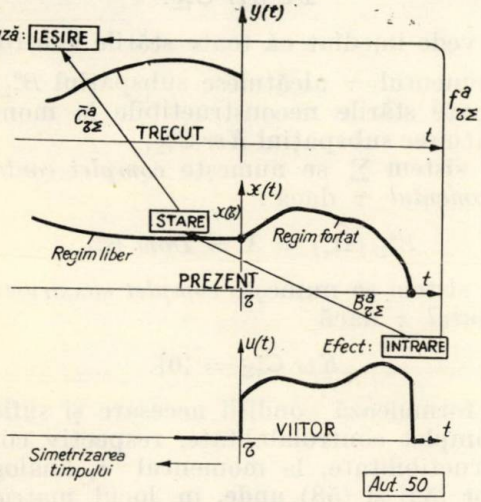


Fig. 5. Explicarea factorizării tranziţiei anticauzale prin intermediul modelului anticauzal.

În concluzie, sistemul (1) pune în evidenţă două modele simetrice : modelul cauzal (23) şi modelul anticauzal (42), corespunzătoare momentului τ.

Ambele modele reflectă una şi aceeaşi *proprietate obiectivă şi dialectică de cauzalitate*, în sensul că întotdeauna efectul precede cauza indiferent de particularizarea efectivă a acestor două categorii.

Să încheiem acest paragraf cu remarca esenţială că un sistem $\Sigma = (A(.),\ B(.),\ C(.))$ generează o singură matrice de pondere W_Σ (deci două matrice W^c_Σ, W^a_Σ), în schimb el generează pentru fiecare τ :

$$f^c_{\tau\Sigma} = \overline{C}^c_{\tau\Sigma} \bigcirc \overline{B}^c_{\tau\Sigma} \text{ şi } f^a_{\tau\Sigma} = \overline{C}^a_{\tau\Sigma} \bigcirc \overline{B}^a_{\tau\Sigma},$$

adică două familii $(f^c_{\tau\Sigma})_{\tau\in T}$ şi $(f^a_{\tau\Sigma})_{\tau\in T}$.

3. Echivalenţa algebrică. Sistem normat

Două sisteme $\Sigma = (A(.),\ B(.),\ C(.))$ şi $\hat{\Sigma} = (\hat{A}(.),\ \hat{B}(.),\ \hat{C}(.))$ se zic *algebric echivalente* referitor la un interval deschis $J \subseteqq T$ dacă există $S(.) : J \to \{n \times n \text{ matrice}\}$ inversabilă, astfel ca :

$$\begin{aligned} \hat{A}(t) &= S(t) A(t) S^{-1}(t) + \dot{S}(t) S^{-1}(t), \\ \hat{B}(t) &= S(t) B(t), \\ \hat{C}(t) &= C(t) S^{-1}(t), \end{aligned} \tag{43}$$

şi în consecinţă :

$$X(t,\ \tau) = S(t) X(t,\ \tau) S^{-1}(\tau)$$

pentru $t,\ \tau \in J$.

Un sistem Σ se spune că este *normat* dacă este de forma :

$$\Sigma = (0,\ B(.),\ C(.)), \tag{44}$$

adică :

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= B(t) u(t), \\ y(t) &= C(t) x(t). \end{aligned} \tag{44'}$$

Orice sistem Σ este algebric echivalent cu un sistem normat $\hat{\Sigma}$ relativ la T.

Într-adevăr considerînd un sistem Σ de forma (1) şi $\theta \in T$ fix, arbitrar, se arată simplu că $\hat{\Sigma}$ definit de :

$$\begin{aligned} \hat{\Sigma} = (0,\ \hat{B}(.),\ \hat{C}(.)) = (0,\ X(.,\theta) B(.), \\ C(.) X(\theta,.)) \end{aligned} \tag{45}$$

satisface relaţiile (43), unde $S(.) = X(.,\theta)$.

Relaţiile (43) definesc o relaţie de echivalenţă în sensul de reflexivitate, simetrie şi tranzitivitate.

Important este faptul că *două sisteme Σ şi $\hat{\Sigma}$ algebric echivalente au aceeaşi matrice de pondere.* Într-adevăr :

$$\begin{aligned} W_{\hat{\Sigma}}(t, s) &= \hat{C}(t) \hat{X}(t, s) \hat{B}(s) = \\ &= C(t) S^{-1}(t) S(t) X(t, s) S^{-1}(s) S(s) \times \\ &\times B(s) = C(t) X(t, s) B(s) = W(t, s). \end{aligned}$$

În concluzie, în loc să se considere un sistem Σ, se poate opera cu echivalentul său algebric normat $\hat{\Sigma}$.

4. Accesibilitate-observabilitate şi controlabilitate constructibilitate

O stare x se numeşte *accesibilă la momentul* τ dacă există $\omega \in \Omega_\tau$ astfel ca:

$$\overline{B}^c_{\tau\Sigma}(\omega) = x. \tag{46}$$

Fie matricea:

$$\mathcal{A}(s, \tau) = \int_s^\tau X(\tau, \sigma)\, B(\sigma)\, B^T(\sigma) X^T(\tau, \sigma)\, \mathrm{d}\sigma \tag{47}$$

care este pozitiv definită (nu obligator strict pozitiv definită).

Avînd în vedere forma integrandului, rangul acestei matrice nu poate să scadă dacă $\tau \to \infty$ sau $s \to -\infty$.

În concluzie există $\bar{s} < \tau$, astfel ca:

$$\operatorname{rang} \mathcal{A}(s, \tau) = \max., \quad s \leqslant \bar{s}. \tag{48}$$

Din (46) se vede că condiţia necesară şi suficientă ca x să fie accesibilă la momentul τ este ca:

$$x \in \overline{B}^c_{\tau\Sigma}(\Omega_\tau) = Dom\ \overline{B}^c_{\tau\Sigma}. \tag{49}$$

Să arată [2] că:

$$Dom\ \overline{B}^c_{\tau\Sigma} = Dom\ \mathcal{A}(s, \tau), \quad s \leqslant \bar{s}. \tag{50}$$

Cu alte cuvinte, condiţia necesară şi suficientă ca x să fie accesibilă la momentul τ este ca:

$$x \in Dom\ \mathcal{A}(s, \tau), \quad s \leqslant \bar{s}. \tag{51}$$

Un sistem Σ se numeşte *complet accesibil la momentul* τ dacă toate stările sale sînt accesibile la momentul τ, adică:

$$Dom\ \overline{B}^c_{\tau\Sigma} = X = Dom\ \mathcal{A}(s, \tau), \ s \leqslant \bar{s}. \tag{52}$$

Rezultă atunci: *condiţia necesară şi suficientă ca* Σ *să fie complet accesibil la momentul* τ *este ca să existe* $\bar{s} < \tau$, *astfel ca* $\mathcal{A}$ (s, τ), $(s \leqslant \bar{s})$, *să fie strict pozitiv definită.*

O stare x se numeşte *neobservabilă la momentul* τ dacă:

$$\overline{C}^c_{\tau\Sigma}(x) = 0. \tag{53}$$

Cu alte cuvinte, o stare este neobservabilă la momentul τ dacă şi numai dacă:

$$x \in Ker\ \overline{C}^c_{\tau\Sigma}. \tag{54}$$

Fie acum matricea:

$$\mathcal{O}(\tau, t) = \int_\tau^t X^T(\tau, \sigma)\, C^T(\sigma)\, C(\sigma)\, X(\tau, \sigma)\, \mathrm{d}\sigma, \tag{55}$$

care este pozitiv definită.

Se arată, analog ca mai sus, că există $\bar{t}$, astfel ca:

$$Ker\ \overline{C}^c_{\tau\Sigma} = Ker\ \mathcal{O}(\tau, t), t \geqslant \bar{t}. \tag{56}$$

Rezultă imediat că condiţia necesară şi suficientă ca x să fie neobservabilă la momentul τ este ca:

$$x \in Ker\ \mathcal{O}(\tau, t), \ t \geqslant \bar{t}. \tag{57}$$

Un sistem Σ se numeşte *complet observabil la momentul* τ dacă nu există nici o stare x neobservabilă la momentul τ, adică dacă:

$$Ker\ \mathcal{O}(\tau, t) = Ker\ C^c_{\tau\Sigma} = \{0\}, t \geqslant \bar{t}. \tag{58}$$

Rezultă atunci: *condiţia necesară şi suficientă ca* Σ *să fie complet observabil la momentul* τ *este ca* $\mathcal{O}(\tau, t)$ *pentru* $t \geqslant \bar{t}$ *să fie strict pozitiv definită.*

Un sistem Σ complet accesibil şi complet observabil la momentul τ se numeşte *cauzal canonic la momentul* τ.

Dacă sistemul Σ are proprietăţile de completă accesibilitate la momentul τ sau de completă observabilitate la momentul τ, independente de τ, el se numeşte *complet accesibil* sau *complet observabil.* Analog se defineşte sistemul *cauzal canonic.*

O stare x se numeşte *controlabilă la momentul* τ dacă există $\omega \in \hat{\Omega}_\tau$, astfel ca:

$$\overline{B}^a_{\tau\Sigma}(\omega) = x. \tag{59}$$

O stare x se numeşte *neconstructibilă la momentul* τ dacă:

$$x \in Ker\ \overline{C}^a_{\tau\Sigma}.$$

Se vede imediat că toate stările controlabile la momentul τ alcătuiesc subspaţiul $\overline{B}^a_{\tau\Sigma}(\hat{\Omega}_\tau)$, iar toate stările neconstructibile la momentul τ alcătuiesc subspaţiul $Ker\ \overline{C}^a_{\tau\Sigma}$.

Un sistem Σ se numeşte *complet controlabil la momentul* τ dacă:

$$\overline{B}^a_{\tau\Sigma}(\hat{\Omega}_\tau) = X = Dom\ \overline{B}^a_{\tau\Sigma}. \tag{60}$$

Un sistem se numeşte *complet constructibil la momentul* τ dacă

$$Ker\ \overline{C}^i_{\tau\Sigma} = \{0\}. \tag{61}$$

Se formulează condiţii necesare şi suficiente de complet controlabilitate, respectiv complet constructibilitate, la momentul τ, analoge relaţiilor (52) şi (58) unde, în locul matricei $\mathcal{A}$, este matricea:

$$\mathcal{R}(\tau, t) = \int_\tau^t X(\tau, \sigma)\, B(\sigma)\, B^T(\sigma)\, X^T(\tau, \sigma)\, \mathrm{d}\sigma, \tag{62}$$

iar în locul matricei $\mathcal{O}$ este matricea:

$$\mathcal{C}(s, \tau) = \int_s^\tau C(\sigma)\, X(\tau, \sigma)\, X^T(\tau, \sigma)\, C^T(\sigma)\, \mathrm{d}\sigma. \tag{63}$$

Un sistem Σ complet controlabil şi complet constructibil la momentul τ se numeşte *anticauzal canonic* la momentul τ.

În cazul cînd proprietăţile descrise sînt independente de τ, ele se enunţă fără specificarea lui τ.

O concluzie esenţială a celor de mai sus în cazul cînd :

a) Σ este cauzal canonic la momentul τ, sau

b) Σ este anticauzal canonic la momentul τ, este că factorizările aplicaţiilor $f^c_{\tau\Sigma}$, respectiv $f^a_{\tau\Sigma}$, sînt canonice (fig. 6).

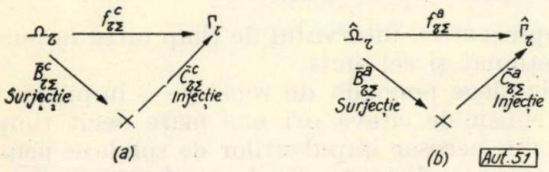


Fig. 6. Factorizări canonice.

Se vede acum clar că atributele de *accesibilitate-observabilitate*, respectiv *controlabilitate-constructibilitate*, sînt proprii modelului *cauzal*, respectiv *anticauzal*, şi nu sînt proprietăţi ale tranziţiilor cauzale $f^c_{\tau\Sigma}$, respectiv anticauzale $f^a_{\tau\Sigma}$. *Adică sînt atribute de model şi nu de obiect.*

5. Problemele fundamentale în teoria sistemelor

Sîntem în măsură să enunţăm acum două probleme fundamentale care intervin în teoria sistemelor :

Problema 1. Dîndu-se Σ un sistem, să se construiască modelele cauzale, respectiv anticauzale canonice, care generează aceleaşi aplicaţii $f^c_{\tau\Sigma}$, respectiv $f^a_{\tau\Sigma}$.

Problema 2. Dîndu-se aplicaţiile $\Omega_\tau \to \Gamma_\tau$, respectiv $\hat{\Omega}_\tau \to \hat{\Gamma}_\tau$, de tipul $f^c_{\tau\Sigma}$ sau $f^a_{\tau\Sigma}$, să se construiască modelele canonice corespunzătoare.

Soluţionarea acestor probleme necesită definiţii şi precizări suplimentare care nu fac obiectul prezentului articol.

6. Concluzii

S-a încercat o prezentare unitară a problematicii generale a sistemelor liniare finit dimensionale netede, care să evidenţieze aşa-numitele *atribute de model*, esenţiale în realizarea diferitelor procese de conducere în care conceptul de „canonic" are un rol esenţial.

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Conceptele fundamentale ale teoriei sistemelor.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1971.
[2] Kalman, R., Falb, P., Arbib, M., *Topics in mathematical system theory.* New York, McGraw Hill, 1969.
[3] Brockett, R. *Finite dimensional linear systems.* New York, John Wiley, 1970.

Ing. SERGIU DUMITRESCU

Aparatură pentru determinarea profilului de dizolvare la exploatarea masivelor de sare prin sonde

Exploatarea masivelor de sare prin sonde constituie un procedeu modern, deosebit de eficace, ce se pretează foarte bine la mecanizare şi la automatizare, urmînd astfel linia automatizării proceselor de producţie cu volum mare de muncă manuală.

În golul format de sonde se stochează ţiţei brut sau gaze necesare marilor rafinării sau industrii chimice ca materii prime [7]. Exploatarea decurge în modul descris în figura 1. Prin tubing se extrage saramura (soluţia de apă + sare), iar prin spaţiul inelar dintre coloană şi tubing se injectează de la suprafaţă apă curată.

Pe măsură ce golul de dizolvare se măreşte în diametru, se coboară tubingul. În acest fel, dizolvarea continuă lateral şi în jos, deoarece ţiţeiul injectat în spatele coloanei împiedică procesul de dizolvare în partea superioară a masivului.

În timpul exploatării este necesară determinarea formei şi mărimii golului de dizolvare, atît pentru calculul de rezistenţă în subteran, pentru a evita prăbuşirile pereţilor superiori, cît şi pentru a obţine un randament maxim de extracţie cu asigurarea unui raport convenabil între cantitatea de sare dizolvată în saramura extrasă şi cantitatea de apă pompată.

Datele tehnice ale exploatării sînt următoarele :

— diametrul maxim al cavernei : 150 m ;
— adîncimea maximă a exploatării : 2000 m ;
— temperatura în gaura de sondă la adîncimea maximă : 80°C.

De asemenea trebuie avut în vedere faptul că în cazul unui mediu neomogen, viteza de dizol-

vare va fi diferită pe diverse direcţii, ceea ce impune determinarea profilului de dizolvare la diferite nivele.

Autorul a realizat, în stadiu experimental, o aparatură destinată determinării profilului de dizolvare la exploatarea sării prin sonde.

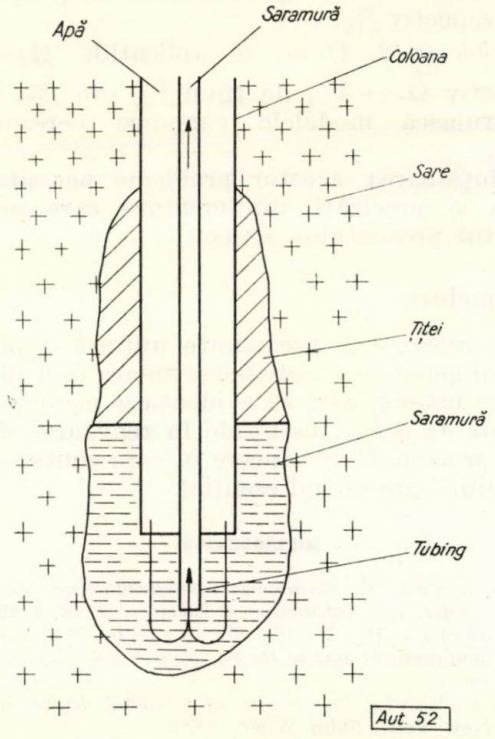


Fig. 1. Schema exploatării zăcămintelor de sare prin sonde.

Aparatura se compune dintr-un dispozitiv de sondă, lansabil cu cablu în gura de sondă, şi un panou de suprafaţă, destinat alimentării dispozitivului de sondă, controlului funcţionării acestuia, precum şi prelucrării informaţiilor culese din gaura de sondă în vederea înregistrării acestor date pe o diagramă.

La o adîncime dată H, se poate considera mediul ca omogen, avînd un conţinut de sare C (cunoscut) (în % la 1000 l). În acest caz, distanţa de la axul aparatului la peretele de sare S_h se poate calcula cu relaţia :

$$S_h = \frac{v' \cdot t}{2},$$

unde viteza de propagare [1,2] rezultă din relaţia :

$$v' = 1474 + 3{,}75\, T_h - 0{,}015\, T_h^2 + \\ + 0{,}006\, H + 1{,}43\, C,$$

iar :

H — adîncimea ;

T_h — temperatura la acea adîncime.

Aceasta din urmă poate fi uşor determinată fie pe baza treptei geotermice *, fie mai exact cu ajutorul unei termometrii efectuate simultan cu operaţia de lansare a cavernometrului sonic prin interiorul tubuingului.

Presupunînd, pentru orientare, că viteza medie a sunetului în mediul cercetat va fi de 1 500 m/s, rezultă pentru spaţiul minim şi maxim, respectiv distanţa minimă şi maximă de la aparat la peretele golului, un timp :

$$t_{\min} = \frac{2\, S_{\min}}{V_{\text{med}}} = 13{,}3 \text{ ms} ;$$

$$t_{\max} = \frac{2\, S_{\max}}{V_{\text{med}}} = 100 \text{ ms},$$

t reprezentînd intervalul de timp între impulsul recepţionat şi cel emis.

Se alege perioada de repetiţie a impulsurilor de emisie de cîteva ori mai mare decît timpul maxim necesar impulsurilor de sondare pentru a străbate distanţa de la axul aparatului la peretele găurii de sondă. Prin aceasta se urmăreşte ca procesul tranzitoriu la recepţie să se fi terminat în momentul în care apare un nou impuls la emisie. Din aceste considerente se alege frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de sondare egală cu 1 Hz (1 impuls pe secundă).

1. Schema bloc a cavernometrului ultrasonic

Schema bloc a cavernometrului ultrasonic pentru determinarea profilului de dizolvare a stării este prezentată în figura 2, unde semnificaţia blocurilor şi funcţiunile acestora sînt următoarele :

Generatorul de impulsuri *1* este destinat a furniza un impuls de curent pentru excitarea traductorului de emisie magnetostrictiv *2*. Impulsul „ecou", recepţionat de traductorul receptor *3*, este amplificat de preamplificatorul *4*, ajungînd la circuitul poartă *5*. Cu ajutorul unui circuit monostabil *6* se asigură blocarea porţii un interval de timp de circa 10 ms, adică ceva mai mic decît timpul minim necesar impulsului de sondare emis de traductorul emiţător pentru a străbate distanţa de la aparat la peretele cavernei în formare. De la amplificatorul de putere *7*, prin transformatorul de adaptare *TR3*, se transmite impulsul recepţionat prin cablu la suprafaţă. Un circuit de divizare *8*, sincronizat cu frecvenţa reţelei, furnizează o frecvenţă de 1 Hz generatorului de impulsuri.

Momentul emiterii impulsului de sondare este marcat de trimiterea, prin cablu la suprafaţă, a unui impuls de polaritate negativă format cu ajutorul circuitului realizat cu elemen-

* Treapta geotermică reprezintă creşterea temperaturii în scoarţa terestră cu adîncimea, şi anume o creştere medie de 1°C pentru fiecare 33 m.

tele $C_1R_1R_2D_1$ şi transformatorul de adaptare *TR1*.

Alimentarea dispozitivului de sondă se realizează în curent alternativ 50 Hz, folosind un

Tubul T_1 împreună cu T_{4a}, T_{4b} + T_5 şi T_6 formează canalul comun de amplificare. T_5 şi T_6 alcătuiesc etajul final, montat în contratimp. Heptoda T_3 (EH90) constituie circuitul poartă;

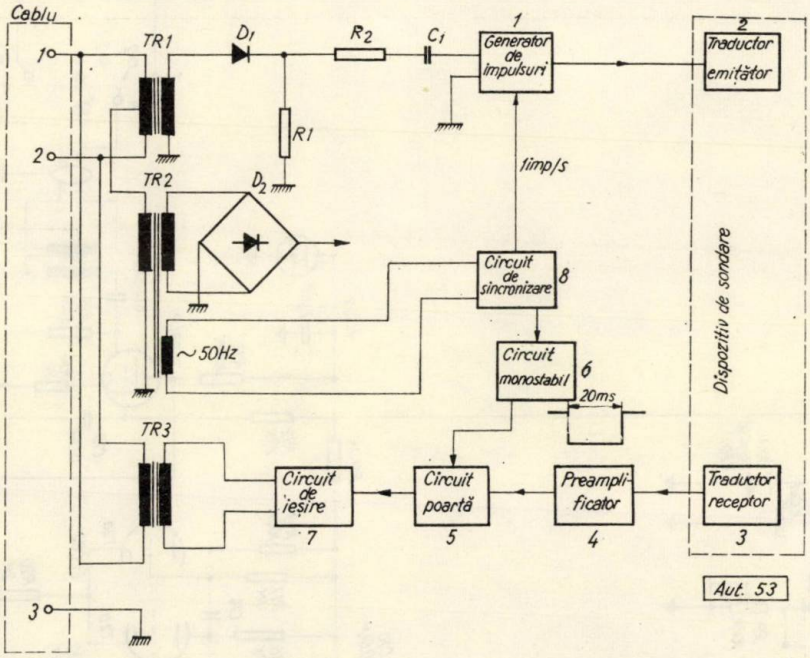


Fig. 2. Schema bloc a dispozitivului de sondă a cavernometrului sonic tip CS—1.

montaj fantomizat sub o tensiune de 80 V, aşa cum se arată în figura 3.

În acest mod, prin trei circuite fizice ale cablului utilizat la lansarea aparatului în gaura de sondă se realizează atît alimentarea în curent

accesul semnalului de la traductorul receptor spre canalul comun de amplificare este permis după 10 ms de la emiterea impulsului de sondare, adică după un timp suficient de lung pentru a se elimina eventualele semnale para-

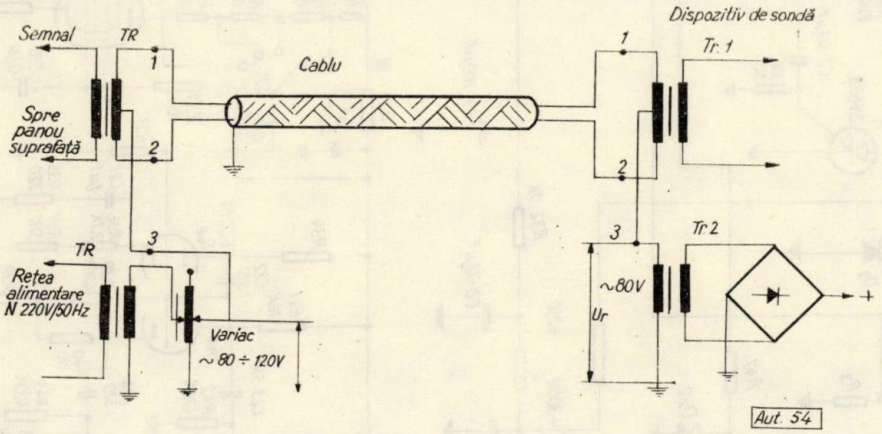


Fig. 3. Schema de alimentare a dispozitivului de sondă folosind montajul fantomizat.

alternativ a dispozitivului de fund, cît şi transmiterea de la aceasta la suprafaţă a impulsurilor de sondare şi de sincronizare.

2. Schema de principiu a dispozitivului CS—1

Schema de principiu a dispozitivului de sondă al aparatului pentru determinarea profilului de dizolvare la exploatarea masivelor de sare prin sonde este prezentat în figura 4.

zite ce ar apărea ca urmare a propagării directe a frontului undei sonore prin materialul suport pe care sînt fixaţi ansamblul traductorului emiţătorului şi al receptorului. Durata de blocare a circuitului poartă se poate ajusta la valoarea necesară cu ajutorul circuitului R_{17} C_{14}.

Circuitul R_{21} C_{15} serveşte pentru o integrare parţială a frontului impulsului dreptunghiular furnizat de circuitul monostabil T_2. În acest

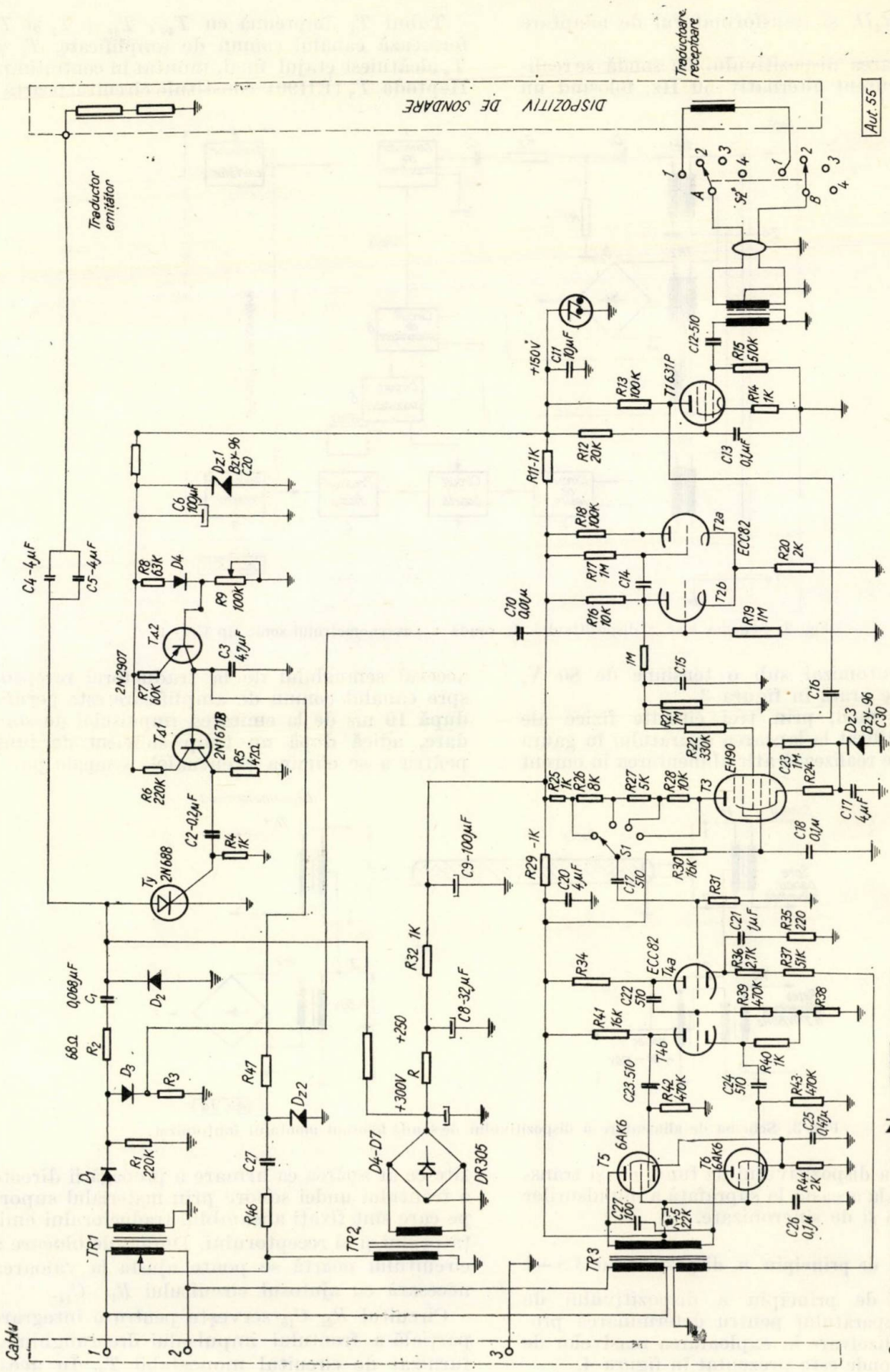


Fig. 4. Dispozitiv de sondă GS—1, schema de principiu.

fel se evită o tăiere bruscă a porţii EH90 şi apariţia unor impulsuri diferenţiate de mare amplitudine în canalul comun de amplificare.

Cu ajutorul comutatorului S_1 comandat de la suprafaţă cu un selector „pas cu pas" prin aplicarea pe conductorul 5 al cablului a unor impulsuri de curent continuu cu polaritatea pozitivă faţă de masă, se poate regla nivelul semnalului de la intrarea canalului de amplificare, evitînd blocarea tubului T_{4a} prin curenţi în circuitul de grilă la apariţia unor semnale prea puternice (diametrul mic al cavernei).

Generatorul impulsurilor de sondare este format din tiristorul *Ty* (2N 688), condensatorul de dozare C_4 C_5 şi traductorul emiţător *TE*. Tiristorul este declanşat la fiecare 1 s de către un impuls furnizat de transistorul unijoncţiune Ts_1 (2N 1671B) şi generatorul de curent constant realizat cu transistorul *pnp* Ts_2. Acesta încarcă liniar condensatorul C_3 pînă la o tensiune care face să basculeze Ts_1. De pe rezistenţa R_5 se culege un impuls de polaritate pozitivă şi amplitudine $\geqslant 3$ V, necesar comenzii tiristorului. Pentru a mări stabilitatea frecvenţei de repetiţie a generatorului, acesta este sincronizat cu frecvenţa reţelei de alimentare cu ajutorul circuitului $R_{47}C_3DZ_2$.

Traductorul emiţător de tip magnetostrictiv este realizat din două miezuri de formă toroidală, cu secţiune dreptunghiulară, realizat din bandă de tablă de permendur 2 V de 0,1 mm grosime, pe care sînt înfăşurate bobinajele de excitaţie. Cele două înfăşurări sînt conectate în paralel, dar bobinate în antifază, pentru a elmina efectul de cuplaj între ele, prin inducţie mutuală.

Caracteristicile miezului sînt:

— diametrul exterior: 68 mm;
— diametrul interior: 56 mm;
— diametrul mediu: 62 mm;
— înălţimea: 38 mm;
— lungimea medie a circuitului magnetic: 195 mm;
— numărul de spire al unei înfăşurări: 16 spire;
— diametrul conductorului: 2 mm (liţă) în tresă de PVC.

Permendurul 2 V are compoziţia chimică: 49%Co, 49% Fe şi 2% V şi următoarele caracteristici electroacustice:

— modulul de elasticitate Young:
$$E = 17 \times 10^{11} \text{ dyne/cm}^2;$$
— densitatea: 6,2 g/cm³;
— viteza de propagare a sunetului:
$$v = 5{,}22 \times 10^5 \text{ cm/s};$$
— rezistivitatea electrică: $\rho_e = 39\ \Omega \cdot \text{m}$;
— eficienţa magnetostrictivă: $\eta_m = 7$;
— constanta de magnetostricţiune: $K_m = 61$;
— alungirea relativă: $\frac{\Delta L}{L} = +52 \cdot 10^{-6}$;
— permeabilitatea magnetică: $\mu = 54$;
— punctul Curie: 800°C.

O caracteristică a acestui material constă în faptul că efectul magnetostrictiv se obţine la un cîmp de premagnetizare corespunzător inducţiei remanente, ceea ce elimină necesitatea unei premagnetizări suplimentare a miezului.

Caracteristica de radiaţie a elementului transmiţător este uniformă în plan orizontal. Frecvenţa de rezonanţă mecanică a elementului emiţător de formă toroidală este calculată cu relaţia:

$$f_c = \frac{k}{2\pi r_m} \sqrt{\frac{E}{\rho}\left[1 + (1-k)^2\right]},$$

unde:

K — 1,2,3 ··· ordinul armonicii;
r_m — raza medie a torului;
E — modulul de elasticitate, dyne/cm;
ρ — densitatea miezului, g/cm².

Pentru dimensiunile date ale miezului, frecvenţa de rezonanţă fundamentală $(K-1)$ va fi $f = 26{,}8$ kHz.

Alegerea frecvenţei impulsului de sondare este dictată de două considerente. Pe de o parte, atenuarea undei sonore în apă sărată pentru frecvenţe cuprinse între 5 şi 10 kHz variază după legea [1]:

$$L = \frac{43 f^2}{4\,450 + f^2} + 0{,}000296 f^2, \text{ dB/km},$$

unde f este frecvenţa, în kHz. În expresia atenuării, primul termen reprezintă pierderile prin disociere, iar cel de al doilea termen se datoreşte pierderilor prin viscozitate. Atenuarea impulsului sonor în apă sărată are o valoarea orientativă de circa 40 dB pentru 100 m.

Pe de altă parte, din motive de directivitate este indicată alegerea unui impuls de înaltă frecvenţă, pentru a obţine o directivitate la dimensiuni convenabile a radiatorului (în raport cu lungimea de undă). În plus, nivelul spectral al zgomotelor în domeniul de înaltă frecvenţă este mai mic decît cel al zgomotelor de joasă frecvenţă. De aceea raportul semnal/zgomot la aceeaşi putere a semnalului emis este mai favorabil în gama de înaltă frecvenţă decît în cea de joasă frecvenţă. Totuşi, din motive de atenuare, se alege de regulă o frecvenţă cuprinsă între 5 şi 40 kHz.

Pentru a se putea obţine o imagine spaţială a golului dizolvat, date fiind neomogenităţile masivului de sare supus dizolvării, aparatul trebuie echipat cu un sistem care să asigure posibilitatea sondării, la un anumit nivel, a 4—6 direcţii radiale.

O primă soluţie constă în a utiliza un număr corespunzător de traductoare, comutate cu ajutorul unui selector „pas cu pas" de la suprafaţă (aşa cum este prezentat în figura 4). În acest caz, traductoarelor li se cere o caracteristică de directivitate pronunţată şi plasarea lor la nivele diferite.

Pentru a putea fixa orientarea golului faţă de nordul magnetic la nivelul cercetat se execută şi o operaţie de deviaţie folosind unul dintre tipurile de aparate existente în exploatare (fotoinclinometru sau aparat cu ac magnetic ce se deplasează pe cursorul unui potenţiometru). În acest fel se cunoaşte poziţia primului traductor faţă de nordul magnetic.

Soluţia prezintă dezavantajul că explorarea solului se face prin staţii.

O altă soluţie constă în a folosi un singur traductor receptor directiv care să fie antrenat în mişcare de rotaţie simultan cu un traductor de orientare magnetomodulat [4,5]. Acesta produce un impuls ori de cîte ori axa sa este orientată în direcţia componentei orizontale a cîmpului magnetic local. Deoarece traductorul receptor se roteşte cu o viteză uniformă, solidar cu traductorul de orientare, azimutul este cunoscut în orice moment

Sistemul prezintă avantajul că permite explorarea continuă, atît pe verticală cît şi în plan orizontal (de fapt după o spirală al cărei pas depinde de viteza de lansare), a golului de dizolvare creat în masivul de are.

Schema de principiu a traductorului magnetomodulat este prezentată în figura 5.

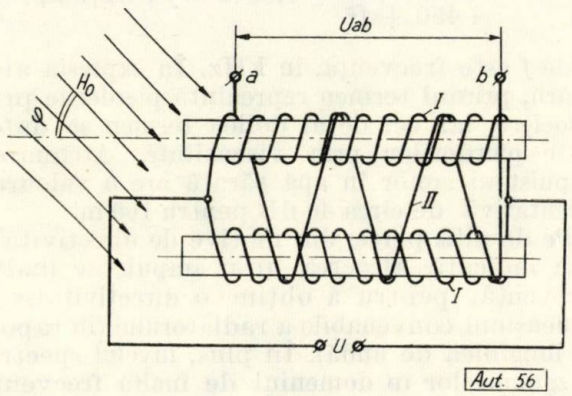


Fig. 5. Schema de principiu a traductorului magnetomodulat.

El constă în două bare identice dispuse paralel, confecţionate din permaloy sau ferită (Ni + Zn sau Mn+Zn), alimentate la bornele înfăşurării primare I cu o tensiune $U = U_m \sin \omega t$. În înfăşurările secundare II, în lipsa unui cîmp magnetic, tensiunea electromotoare indusă este nulă. Sub influenţa componentei orizontale a cîmpului magnetic terestru H_0, tensiunea electromotoare culeasă la bornele a şi b va avea expresia :

$$U_{ab} = n_2 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} (B_{fe} S_{fe}) \cos \varphi \, 10^{-8}, \quad \mathrm{V},$$

unde :

B_{fe} este inducţia în bară

S_{fe} — secţiunea transversală a acesteia.

Deoarece se alege un miez care se saturează chiar la valori reduse ale tensiunii U, tensiunea electromotoare culeasă la bornele de măsură va fi :

$$U_{ab} = (KH_0 \cos \varphi) \sin 2\omega t.$$

Adică va depinde de poziţia barei în raport cu meridianul magnetic, şi anume va fi nulă pentru $\varphi = 90°$ şi maximă atunci cînd cele două direcţii coincid.

În lucrarea [4] se dau indicaţii privind alegerea parametrilor electrici şi geometrici ai traductorului, magnetomodulaţi condiţionat de lungimea maximă admisă a barelor.

3. Descrierea panoului de măsură a cavernometrului sonic

Impulsul de sincronizare, corespunzător momentului de emitere a impulsului de sondare, împreună cu semnalul „ecou" sosesc prin cablu pe conductoarele *1* şi *2* şi se aplică transformatorului $TR1$ (fig. 6).

De la secundar, impulsul de sincronizare declanşează circuitul monostabil MS_1, care furnizează o tensiune dreptunghiulară cu durata de 800 ms. El are de asemenea rolul de a realiza separarea schemei de măsură şi de a împiedica rebascularea circuitelor din canalul de măsurare sub influenţa zgomotelor şi a semnalelor ce ar apărea între impulsurile de sincronizare.

Frontul anterior al impulsului de la ieşirea circuitului MS_1 este diferenţiat şi declanşează circuitul monostabil MS_2 a cărui durată de 120 ms este ceva mai mare decît durata utilă a bazei de timp (100 ms), furnizată de generatorul de tensiune liniar variabilă G.T.L.V. Panta bazei de timp declanşate este constantă şi egală cu 2 V/ms. Liniaritatea sa este de cel puţin 2%.

În acelaşi timp, o undă pozitivă de formă dreptunghiulară este aplicată circuitului de întîrziere, realizat cu un tub normal blocat, datorită unei tensiuni negative de 75 V aplicată pe grilă.

Prin integrarea frontului anterior al impulsului cu ajutorul unui circuit de integrare, se realizează o întîrziere a timpului de conducţie de circa 100 μs în raport cu momentul sosirii, în panoul de suprafaţă, a impulsului de sincronizare.

Semnalul negativ întîrziat se aplică circuitului monostabil cu durată variabilă $MS-DV$. Durata impulsului furnizat de acest etaj poate fi variată lin, cu ajutorul potenţiometrului calibrat elicoidal P_3, între 1 şi 10 ms.

Cu ajutorul acestui circuit se comandă momentul declanşării circuitului monostabil MS_3, care la rîndul său permite alegerea momentului trecerii prin circuitul poartă CP numai a semnalului util şi blocarea în restul intervalului de timp a paraziţilor şi a impulsului de sincroni-

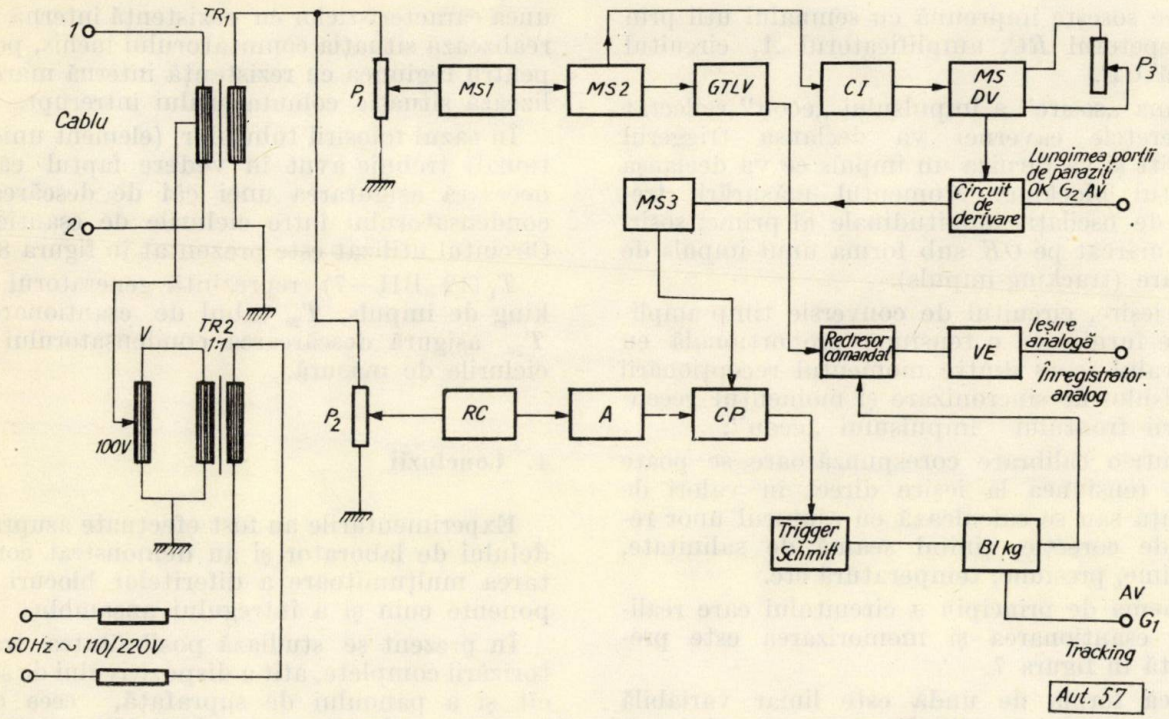


Fig. 6. Panoul de măsură al aparatului cavernometru sonic tip CS—1.

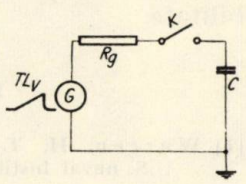


Fig. 8. Schema de principiu a circuitului de conversie timp-amplitudine. ↓

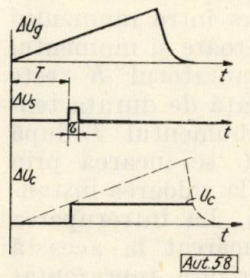
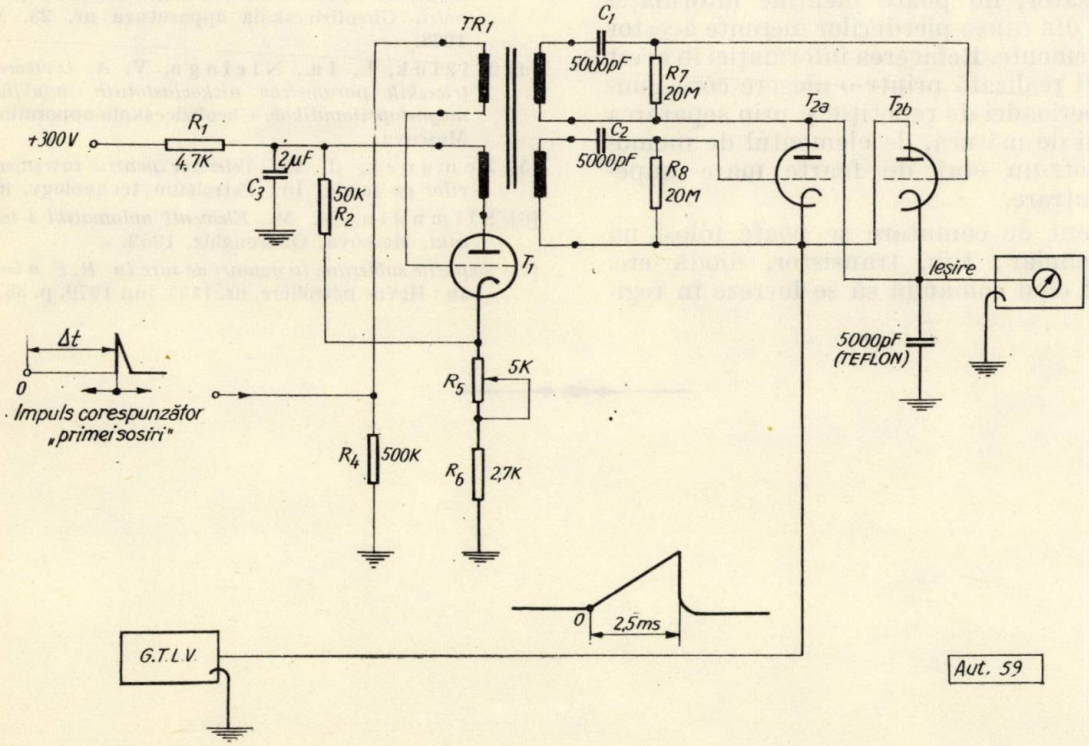


Fig. 7. Schema de principiu a circuitului de eşantionare şi formele de undă corespunzătoare. ←



zare ce soseşte împreună cu semnalul util prin P_2, repetorul RC, amplificatorul A, circuitul poartă CP.

Prima „sosire" a impulsului „ecou" reflectat de peretele cavernei va declanşa triggerul Schmitt şi va furniza un impuls ce va declanşa circuitul blocking. Momentul măsurării trenului de oscilaţii longitudinale al primei sosiri va fi marcat pe OK sub forma unui impuls de marcare (tracking-impuls).

La ieşire, circuitul de conversie timp-amplitudine furnizează o tensiune proporţională cu intervalul scurs dintre momentul recepţionării impulsului de sincronizare şi momentul recepţionării frontului impulsului „ecou".

Printr-o calibrare corespunzătoare se poate grada tensiunea la ieşire direct în valori de distanţă sau se calculează cu ajutorul unor relaţii de corecţie, ţinînd seamă de salinitate, adîncime, presiune, temperatură etc.

Schema de principiu a circuitului care realizează eşantionarea şi memorizarea este prezentată în figura 7.

Dacă forma de undă este liniar variabilă în timp, atunci amplitudinea eşantionului este proporţională cu timpul scurs între momentul iniţierii tensiunii liniar crescătoare şi momentul prelevării eşantionului. Comutatorul K este închis pe o durată t, scurtă faţă de durata tensiunii liniar crescătoare, în momentul T după iniţierea ei. Condensatorul C se încarcă prin rezistenţa R_g a generatorului la valoarea instantanee a amplitudinii rampei. La întreruperea contactului K, C rămîne încărcat la această valoare. Elementul de memorizare, reprezentat de condensator, nu poate menţine informaţia mult timp, din cauza pierderilor inerente acestor tipuri de elemente. Refacerea informaţiei în acest caz poate fi realizată printr-o alegere corespunzătoare a perioadei de repetiţie şi prin separarea elementului de măsură, de elementul de memorizare, printr-un etaj de foarte mare impedanţă de intrare.

Ca element de comutare se poate folosi un element neliniar: tub, transistor, diodă etc. care atunci cînd comandă să se lucreze în regiunea caracteristicior cu rezistenţă internă mică, realizează situaţia comutatorului închis, pe cînd pentru regiunea cu rezistenţă internă mare realizează situaţia comutatorului întrerupt.

În cazul folosirii tuburilor (element unidirecţional) trebuie avut în vedere faptul că este necesară asigurarea unei căi de descărcare a condensatorului între ciclurile de eşantionare. Circuitul utilizat este prezentat în figura 8.

T_1 (12 BH—7) reprezintă generatorul blocking de impuls, T_{2b} tubul de eşantionare, iar T_{2a} asigură descărcarea condensatorului între ciclurile de măsură.

4. Concluzii

Experimentările au fost efectuate asupra modelului de laborator şi au demonstrat comportarea mulţumitoare a diferitelor blocuri componente cum şi a întregului ansamblu.

În prezent se studiază posibilitatea transistorizării complete, atît a dispozitivului de sondă, cît şi a panoului de suprafaţă, ceea ce va conferi instalaţiei un plus de fiabilitate şi portabilitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Warren, H. T. *Fundamentals of sonar.* Annapolis, U.S. naval Institute, 1960.

[2] Bergman, L. W. *Der Ultraschall und seine Anwendung in Wissenschaft und Technik.* Stuttgart, Hirzel Verlag, 1954.

[3] Belicenko, A. I. *Avtokompensaţia postoiannovo magnitnovo polia zemli pri izmerenii slabîh peremennîh polei.* Gheofiziceskaia apparatura nr. 28. Moscova, 1968.

[4] Miziuk, L. Ia., Nicioga, V. A. *O vîbore gheometriceskih parametrov nizkociastotnih indukţionnîh magnetopriiomnikov.* Gheofiziceskaia apparatura nr. 32. Moscova.

[5] Zemanek, J. ş.a. *Televizor pentru investigarea găurilor de sondă.* În: Petroleum technology, iun 1969.

[6] Slimndin, V. M. *Elementi avtomatiki i telemenhaniki.* Moscova, Oboronghiz, 1952.

[7] *Depozite subterane în domuri de sare în R. F. a Germaniei.* In: Revue pétrolière, nr. 1155, iun 1970, p. 36.

Ing. IONEL RADU şi ing. IOANA LAZĂR

Dispozitiv de comandă bidirecţional

1. Introducere

Articolul prezintă o schemă pentru comanda unui motor de curent continuu de 4,5 V, 300 mA, folosit pentru reglarea unui potenţiometru dintr-un circuit.

Este evident că potenţiometrul trebuie rotit într-un sens sau altul, fapt care implică două sensuri de rotire pentru motor, deci o tensiune de comandă a acestuia de două polarităţi. Tensiunea de care se dispune pentru comandă este o tensiune continuu variabilă, de polaritate negativă, obţinută la ieşirea unui convertor durată-tensiune prin aplicarea, la intrare, a unor impulsuri de diferite durate. Analiza acestui convertor durată-tensiune [1] nu face obiectul acestui articol.

Sarcina care revine acestei scheme este în primul rînd să asigure la ieşirea sa două tensiuni de polarităţi diferite pentru o tensiune de intrare de o singură polaritate.

Din analiza modului de funcţionare al convertorului durată-tensiune s-a stabilit că, în funcţionare normală, tensiunea de ieşire variază între — 0,2 V şi — 11 V. În caz de defectare a convertorului, tensiunea de ieşire poate fi de — 24 V în cazul întreruperii ultimului transistor, sau de 0 V în cazul scurtcircuitării acestuia. În aceste două cazuri extreme, care constituie situaţii de avarie în funcţionare, este necesar ca motorul să nu fie acţionat şi deci potenţiometrul să rămînă pe poziţia precedentă stării de avarie.

În gama de lucru a convertorului au fost stabilite două domenii, „sus" şi „jos", separate printr-un domeniu în care de asemenea motorul nu este acţionat. În cele două domenii de lucru se asigură rotirea motorului într-un sens sau altul. Prin introducerea pauzei între cele două domenii de lucru, schimbarea sensului de rotaţie se face întotdeauna din starea de repaus a motorului.

Se disting deci cinci domenii de funcţionare, în fiecare domeniu starea motorului fiind alta, în funcţie de tensiunea pe care o asigură la ieşire schema de comandă.

În tabela 1 se indică polaritatea tensiunii necesare la ieşirea schemei ce urmează să fie analizată şi starea motorului , în fiecare dintre cele cinci domenii stabilite, în funcţie de nivelul tensiunii de intrare U_i care comandă schema.

Tabela 1

U_i, V	0...−3	−3...−4	−4...−8	−8...−9	−9...−24
U_e	0	+	0	−	0
Motor	oprit	sens pozitiv	oprit	sens negativ	oprit

După cum se vede din această tabelă, numai în domenii foarte restrînse ale tensiunii de comandă motorul este acţionat, în rest el rămînînd în poziţie de repaus. Orice avarie apărută în funcţionarea schemei care furnizează tensiunea de comandă nu afectează starea motorului.

2. Modul de funcţionare

În figura 1 este dată schema electrică a dispozitivului de comandă. Această schemă cuprinde trei părţi şi anume : partea de intrare formată de diodele Zener D_1,D_2,D_3,D_4,D_5 şi transistorul T_{12}; schema logică de sesizare a domeniilor de funcţionare şi amplificatoarele finale [2,3].

Partea de intrare asigură o protecţie a schemei pentru tensiunea de intrare de — 24 V care ar putea să apară în caz de defectare a schemei care furnizează tensiunea de comandă.

Grupurile de diode D_1,D_2 şi D_3, D_4, precum şi dioda D_5, asigură funcţionarea schemei cu pragurile de tensiune arătate în figură. Schema a trebuit să fie realizată în acest mod pentru ca prin diode să nu se depăşească un curent maxim de 15 mA.

În funcţionarea normală, această parte a schemei asigură o impedanţă mare de intrare, cerinţă impusă de funcţionarea convertorului durată-tensiune de care s-a amintit în introducere, şi o impedanţă mică la ieşire, ceea ce face ca funcţionarea sa să nu fie afectată de impedanţa variabilă pe care o oferă schema în punctul A, în funcţie de domeniul de tensiuni în care ne situăm.

Cea de a doua parte a schemei este o parte de logică de prag. Ea cuprinde grupele de transistoare T_6,T_7,T_8 cu diodele D_6,D_7 şi transistoarele T_9,T_{10}, T_{11} cu diodele D_8, D_9. Grupul T_6,T_7,T_8 asigură funcţionarea schemei în domeniul de jos (−3 V,−4V), iar grupul T_9, T_{10} T_{11} în domeniul de sus (— 8 V, — 9 V) .

Funcţionarea acestei părţi este următoarea. Pentru tensiuni mai mici decît — 9V diodele D_9 şi D_8 sînt deschise, transistoarele T_9 şi T_{10} conduc la saturaţie, astfel încît potenţialele colectoarelor acestor două transistoare sînt de — 0,5 V. Deoarece curentul minim de deschidere al diodelor Zener este de 5 mA, a fost necesar să se asigure o cale de scurgere a curentului, pe baza transistoarelor T_9,T_{10} fiind ne-

cesar un curent mult mai mic. Închiderea la masă a curentului este realizată de diodele D_{10}, D_{11}. Starea inițială de blocare a celor două transistoare se realizează prin pozitivarea bazei la 12 V prin rezistențe de 100 kΩ.

Transistorul T_{11}, normal în stare de blocare, rămîne în această stare atît timp cît T_{10} conduce la saturație și potențialul colectorului său este de — 12 V. Datorită diodei D_{12} care împiedică transmiterea acestui minus în punctul B, potențialul punctului B este de 2 V.

Cînd tensiunea la intrare ajunge la — 9 V dioda D_8 se blochează, transistorul T_9 este blocat de pozitivarea pe care o primește pe bază de la sursa de 12 V. Potențialul colectorului său este de — 12 V.

Starea transistoarelor T_{10} și T_{11} nu se modifică, deci potențialul de colector al lui T_{11} rămîne tot de — 12 V. Tensiunea de — 12 V, corespunzătoare potențialului lui T_9, se aplică divizorului R_1,R_2, astfel încît potențialul punctului B este de — 6 V.

La tensiunea de intrare de — 8V, dioda D_9 se blochează, transistorul T_{10} se blochează, potențialul colectorului său ajunge la — 12 V, ceea ce asigură intrarea în saturație a transistorului T_{11}, potențialul colectorului său ajungînd la — 0,5 V. Dioda D_8 este blocată, deci transistorul T_9 este blocat și colectorul său ia, prin dioda D_{12}, potențialul colectorului lui T_{11} care lucrează la saturație, adică tot — 0,5 V. În punctul B, potențalul este practic de 12 V.

Din această analiză se vede că, pentru tensiuni mai mari sau mai mici decît limitele intervalului stabilit cu ajutorul celor două diode

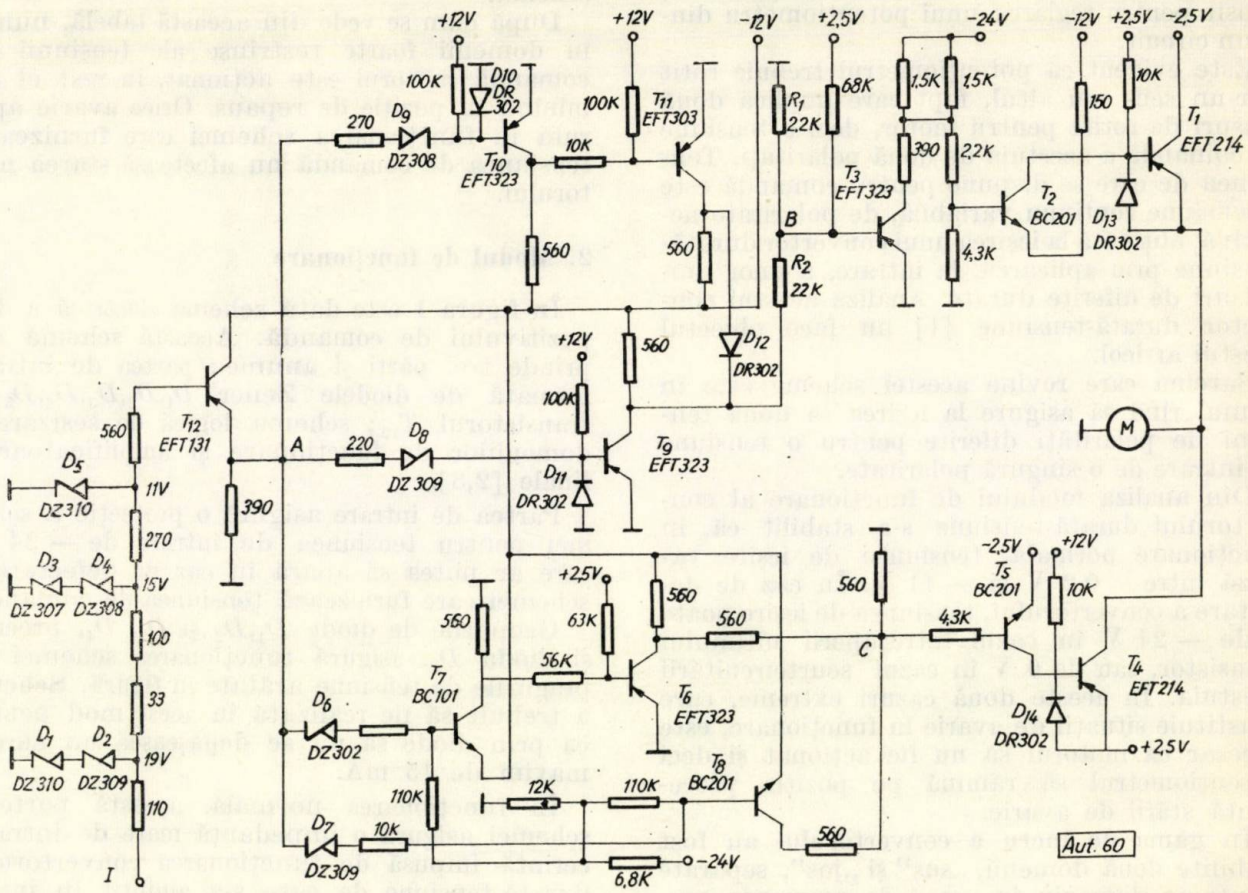


Fig. 1

Zener, potențialul punctului B este pozitiv, și numai în limitele intervalului acest punct se află la potențialul de — 6 V. Pentru tensiuni mai mari decît — 8 V, stările transistoarelor nu se mai modifică.

Să analizăm în continuare funcționarea schemei pentru domeniul de jos.

Pentru tensiuni de intrare mai mici decît — 4 V, diodele D_6 și D_7 sînt blocate, transistoarele T_7 și T_8 sînt blocate. Potențialul colectorului lui T_8 este de 2,5 V. Transistorul T_6 este blocat și potențialul colectorului său este de — 12 V. Potențialul punctul C este de — 6 V.

La tensiunea de intrare de — 4 V dioda D_6 se deschide, transistorul T_7 trece în stare de conducție și potențialul colectorului său ajunge la — 10 V, căderea de tensiune pe transistor la saturație fiind de 2 V.

Transistorul T_6, care era în stare de blocare, trece în stare de saturaţie avînd un potenţial de colector de —0,5 V. Transistorul T_8 rămîne tot în stare de blocare, dar colectorul său ia potenţialul colectorului lui T_6, adică — 0,5 V. Potenţialul în punctul C este acum de — 0,5 V.

Cînd tensiunea de intrare ajunge la — 3 V se deschide şi dioda D_7, dioda D rămînînd în continuare deschisă. Transistorul T_8 intră în conducţie şi potenţialul său de colector ajunge la — 10 V. Transistoarele T_7 şi T_6 rămîn în aceeaşi stare. Potenţialul în punctul C este de — 6 V.

Se vede deci că, în afara limitelor intervalului, punctul C are un potenţial negativ de —6 V, iar în interval acest punct ajunge la un potenţial foarte mic, practic la potenţialul masei.

Această parte a schemei lucrează deci într-un regim de comutaţie, transistoarele fiind blocate sau în regim de saturaţie, în funcţie de tensiunea de comandă din punctul A.

Cea de a treia parte a schemei o constituie amplificatoarele finale T_1, T_4 cu transistoarele lor de comandă.

Transistoarele T_1 şi T_4 trebuie să asigure o tensiune constantă, de o polaritate sau alta, la bornele motorului, deci ele trebuie să lucreze ca generatoare de tensiune constantă. Pentru a se asigura un astfel de regim, transistoarele T_1 şi T_4 funcţionează în regim de saturaţie.

Transistoarele T_2 şi T_5 lucrează ca generatoare de curent constant.

Cele două grupe de transistoare T_1, T_2 şi T_4, T_5 au fost astfel proiectate încît să poată furniza curentul mare necesar la pornirea motorului. Pentru a nu depăşi curentul de bază necesar şi pentru a proteja astfel transistoarele T_1 şi T_4, au fost montate diodele D_{13} şi, respectiv, D_{14}.

S-a arătat că potenţialul punctului B este de 2 V în afara intervalului (— 9 V, — 8 V) şi de — 6 V în limitele acestui interval.

Cînd potenţialul punctului B este de 2 V, transistorul T_3 este blocat, potenţialul său de colector fiind de — 24 V. Divizorul din baza transistorului T_2 este astfel calculat încît, în această situaţie, potenţialul bazei lui T_2 este de — 16 V. În acest mod se asigură o negativare a bazei lui T_2 în raport cu emitorul său şi deci transistorul T_2 este blocat. T_2 fiind blocat, curentul său de colector este zero şi deci transistorul T_1 este şi el blocat. Motorul nu primeşte alimentare, deci este pe poziţia „oprit", poziţie ce corespunde tensiunilor de comandă în afara domeniului (—9 V, — 8 V).

Cea de a doua situaţie este aceea în care potenţialul punctului B este de — 6 V. În acest caz, transistorul T_3 conduce asigurînd un potenţial pe baza lui T_2 de — 5,4 V. Transistorul T_2 conduce asigurînd curentul de bază necesar pentru T_1.

Potenţialul pe baza lui T_2 ajunge la — 3 V. Transistorul T_1 conduce la saturaţie, lucrînd astfel ca generator de tensiune constantă şi asigurînd o tensiune de — 2,4 V pe motor, inclusiv la pornire cînd motorul necesită un curent mai mare decît curentul nominal. În acest caz, motorul se va mişca într-un sens. Celălalt sens de rotire a motorului este asigurat de grupul de transistoare T_4, T_5.

În afara limitelor intervalului (— 4 V, — 3V), potenţialul bazei transistorului T_5 este de —3,5 V, în timp ce emitorul său este negativat numai cu — 2,5 V. Se asigură în acest mod starea de blocare a acestui transistor şi, implicit, blocarea lui T_4. T_4 fiind blocat, tensiunea pe motor este zero şi deci acesta este pe poziţia „oprit".

În limitele intervalului, baza lui T_5 ajunge la potenţialul de — 2 V, ceea ce face ca transistorul T_5 să conducă, asigurînd curentul de bază pentru transistorul T_4. La trecerea din starea de blocare în starea de conducţie a transistorului T_4, potenţialul bazei acestuia scade de la 12 V la 2 V. În această situaţie, la bornele motorului apare o tensiune de 2,4 V care asigură rotirea în sens pozitiv a motorului.

Funcţionarea schemei este sintetizată în tabela 2, în care sînt indicate stările transistoarelor în fiecare dintre cele cinci domenii stabilite (s-a notat cu 1 starea blocat şi cu 0 starea de conducţie)

Tabela 2

U_i, V	0...—3	—...—4	—4...—8	—8...—9	—9...—24
T_1 EFT 214	1	1	1	0	1
T_2 BC 201	1	1	1	1	1
T_3 EFT 323	1	1	1	0	1
T_4 EFT 214	1	0	1	1	1
T_5 BC 201	1	0	1	1	1
T_6 EFT 323	0	0	1	1	1
T_7 BC 101	0	0	1	1	1
T_8 BC 201	0	1	1	1	1
T_9 EFT 323	1	1	1	1	0
T_{10} EFT 323	1	1	1	0	0
T_{11} EFT 323	0	0	0	1	1

Întrucît motorul serveşte la realizarea unor reglaje, el va fi utilizat în intervale foarte mici de timp, în majoritatea timpului aflîndu-se în poziţie de repaus. Considerăm ca regim normal de funcţionare regimul de repaus pentru motor. Din tabelă se vede că unui astfel de regim normal de funcţionare îi corespunde regimul de blocare şi numai în intervale foarte mici de timp, corespunzătoare reglajelor necesare în instalaţie, în regim de saturaţie, nu se pune problema unei solicitări mari a transistoarelor.

Regimul ales pentru transistoare asigură funcţionarea mult sub puterea disipată indicată în catalog.

Din analiza făcută se vede că schema asigură, pornind de la o tensiune de comandă de o singură polaritate, tensiuni de polarităţi diferite la ieşirea sa.

În introducere s-a arătat că schema serveşte la acţionarea unui motor de 4,5 V. Întrucît turaţia motorului era prea mare, s-a redus această turaţie prin scăderea la 2,4 V a tensiunii de alimentare a motorului.

Prin reglarea tensiunii în etajele finale se poate asigura un reglaj al turaţiei motorului.

3. Concluzii

Avantajul deosebit al schemei prezentate constă în faptul că asigură o foarte mare durată de funcţionare deoarece în cea mai mare parte a timpului transistoarele sînt blocate.

Din această cauză nu se pune nici problema disipaţiei pentru transistoare.

În caz de avarie atît în schema care furnizează tensiunea de intrare cît şi în schema de comandă a motorului, acesta nu primeşte comandă falsă ci rămîne în poziţie de repaus.

Aceasta constituie un avantaj în plus al schemei deoarece potenţiometrul acţionat de motor păstrează starea precedentă avariei.

Schema în întregime foloseşte transistoare româneşti de tip pnp şi npn.

Domeniul său de aplicativitate poate fi extins, utilizînd numai transistoare româneşti, la orice fel de motor pînă la puteri de 40—50 W. Se modifică numai partea finală a schemei prin introducerea unor transistoare corespunzătoare puterii motorului folosit şi desigur prin alegerea regimului corespunzător pentru transistoarele T_2, T_5 care trebuie să asigure curentul de bază al transistoarelor finale.

Aşa cum s-a arătat, se poate realiza un reglaj al turaţiei motorului într-o gamă suficient de mare prin reglarea tensiunii în etajele finale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Lazăr Ioana, Radu, I. *Convertor durată-tensiune.* Lucrările ICPE, nr. 26, 1971.

[2] Millman, J., Taub, H. *Pulse, digital and switching waveforms.* New York, McGraw-Hill, 1965.

[3] Felea, I. ş.a. *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

Dr. ing. SIMION FLOREA şi ing. VASILE GĂBURICI

Metode matriciale folosite în studiul elementelor pneumatice şi fluidice

În studiul elementelor pneumatice clasice şi al celor fluidice apar o serie de dificultăţi ca urmare a stăpînirii cu greutate a fenomenelor de dinamica fluidelor, precum şi a influenţei pe care acestea o exercită asupra funcţionării circuitelor în care elementele pneumatice sau fluidice sînt interconectate. La acestea se adaugă greutăţi legate de lipsa unei formalizări matematice uşor manevrabile.

Lucrarea îşi propune să abordeze utilizarea calculului matricial în tratarea unor elemente pneumatice clasice cu piese în mişcare şi a unor elemente fără piese în mişcare.

Folosirea calculului matricial se va face ţinînd seamă atît de caracterul specific al acestor tipuri de elemente, cît şi de analogia dintre ele şi circuitele electrice.

1. Elemente pasive de circuit

În această categorie considerăm rezistenţa, capacitatea şi inductanţa pneumatică definite mai jos [1,6].

În cazul curgerii laminare sau al celei turbulente cu numărul Re mic, rezistenţa pneumatică poate fi considerată liniară, ea obţinîndu-se cu ajutorul relaţiei [1]:

$$R = \frac{\Delta p}{q} = \frac{128\, l \cdot \gamma \cdot \nu}{\mathrm{d}^2\, g\, \rho}, \qquad (1)$$

în care $\Delta p = p_1 - p_2$ (parametrii geometrici şi funcţionali se dau în figura 1).

Capacitatea pneumatică constantă (fig. 2) este constituită dintr-un volum care primeşte un debit volumetric de fluid $\mathrm{d}q$ în timpul $\mathrm{d}t$ şi se defineşte ca fiind [1]:

$$C = \frac{q}{\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}t}} \qquad (2)$$

sau, pentru o anumită dimensiune a ei, [1]:

$$C = \frac{V}{p}. \tag{3}$$

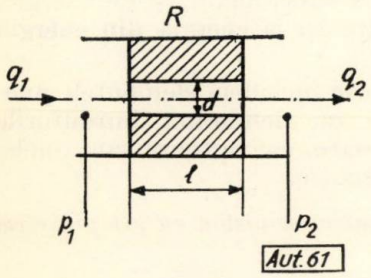


Fig. 1

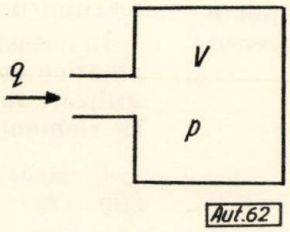


Fig. 2

Rezistenţa pneumatică R poate fi legată şi ca în figura 6, în care caz cuadripolul echivalent are o impedanţă transversală (fig. 7).

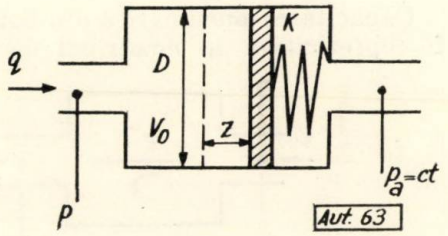


Fig. 3

S-a găsit de asemenea şi valoarea capacităţii pneumatice variabile (fig. 3) [1]:

$$C = \frac{1}{p_n}\left[V_0 + \frac{2}{K}\left(\frac{\pi D^2}{4}\right)^2 \cdot p\right]. \tag{4}$$

După cum se vede, valoarea capacităţii variabile este funcţie de presiunea aplicată p şi de rigiditatea K a resortului. Pentru $K = \infty$, capacitatea devine fixă.

Inductanţa fluidică L s-a definit ca fiind [6]:

$$L = \frac{\Delta p}{\frac{dq}{dt}}. \tag{5}$$

O conductă de lungime l şi diametru d (fig. 4), prin care curge un fluid de masă specifică ρ, are inductanţa fluidică [6]:

$$L = \frac{4\rho l}{\pi d^2}, \tag{6}$$

Elementele pneumatice pasive prezentate mai sus pot fi considerate drept cuadripoli [8, 9] la care valorile presiunilor de intrare şi de ieşire (p_1, p_2) sînt luate faţă de un nivel de referinţă: presiunea atmosferică. În aceste condiţi rezistenţa R din figura 1 se poate reprezenta ca un cuadripol cu impedanţă longitudinală (fig. 5), la care se stabilesc relaţiile:

$$\begin{aligned} p_1 &= p_2 + R\,q_2, \\ q_1 &= q_2. \end{aligned} \tag{7}$$

Cu acestea se poate scrie ecuaţia matricială:

$$\begin{Vmatrix} p_1 \\ q_1 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} p_2 \\ q_2 \end{Vmatrix} \tag{8}$$

în care $|A| = \begin{Vmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{Vmatrix}$ se numeşte matricea de lanţ a cuadripolului [3,4,5].

Relaţiile care se stabilesc:

$$\begin{aligned} p_1 &= p_2 \\ q_1 &= \frac{1}{R} p_2 + q_2 \end{aligned} \tag{9}$$

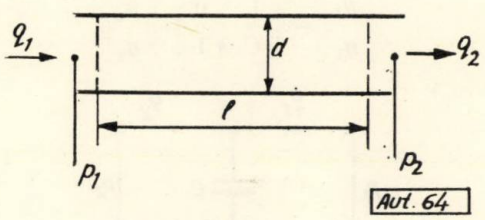


Fig. 4

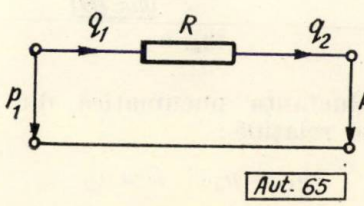


Fig. 5

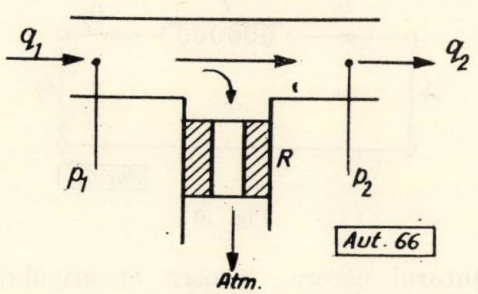


Fig. 6

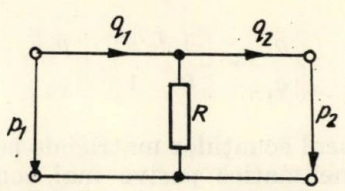


Fig. 7

permit scrierea ecuaţiei matriciale :

$$\left\|\begin{matrix} p_1 \\ q_1 \end{matrix}\right\| = \left\|\begin{matrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R} & 1 \end{matrix}\right\| \cdot \left\|\begin{matrix} p_2 \\ q_2 \end{matrix}\right\| \qquad (10)$$

Capacitatea pneumatică din figura 8 nu poate fi reprezentată în cuadripol decît transversal

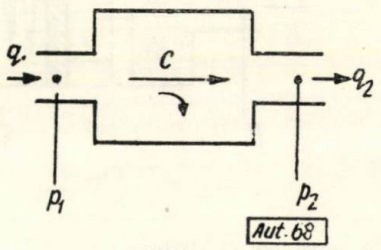


Fig. 8

(legată la masă) (fig. 9). Cuadripolul are ecuaţia matricială :

$$\left\|\begin{matrix} p_1 \\ q_1 \end{matrix}\right\| = \left\|\begin{matrix} 1 & 0 \\ C \cdot s & 1 \end{matrix}\right\| \cdot \left\|\begin{matrix} p_2 \\ q_2 \end{matrix}\right\| \qquad (11)$$

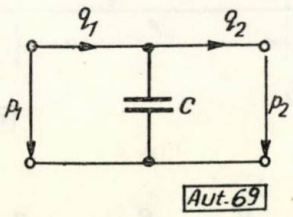


Fig. 9

Pentru inductanţa pneumatică din figura 4 se stabilesc relaţiile :

$$\begin{aligned} p_1 &= p_2 + L \cdot s\, q_2, \\ q_1 &= q_2, \end{aligned} \qquad (12)$$

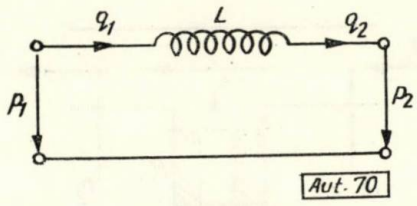


Fig. 10

cu ajutorul cărora, pentru cuadripolul echivalent din figura 10, se poate scrie ecuaţia matricială :

$$\left\|\begin{matrix} p_1 \\ q_1 \end{matrix}\right\| = \left\|\begin{matrix} 1 & L \cdot s \\ 0 & 1 \end{matrix}\right\| \cdot \left\|\begin{matrix} p_2 \\ q_2 \end{matrix}\right\| \qquad (13)$$

Cu ajutorul ecuaţiilor matriciale pot fi tratate circuite pneumatice pasive mai complexe formate din cuadripoli elementari legaţi în lanţ, în serie, în paralel sau în alte moduri [3, 4, 5, 8, 9].

2. Elemente pneumatice cu piese în mişcare fără sursă auxiliară de energie

Se consideră că, la elementele pneumatice cu piese în mişcare fără sursă auxiliară de energie, mărimea lor la ieşire îşi ia energia din energia mărimii de intrare.

În această categorie includem elementele pneumatice cu piston, cu membrană, burdufurile utilizate în traductoare, convertoare sau, unele, ca elemente de execuţie.

Elementul pneumatic cu piston cu simplu efect (fig. 11)

Considerăm ca mărimi de intrare p_1, q_1, iar ca mărimi de ieşire v şi F [10].

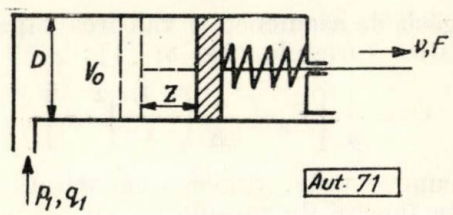


Fig. 11

Variaţia presiunii aerului de alimentare a elementului este în general lentă, astfel că procesul poate fi considerat izoterm :

$$pV = p_1 \cdot V_1. \qquad (14)$$

Ţinînd seamă de relaţia (14) şi de faptul că $q = \frac{dV}{dt}$, debitul de aer q_1 va fi dat de relaţia :

$$q_1 = \frac{1}{p_1}\left(p\frac{dV}{dt} + V\frac{dp}{dt}\right), \qquad (15)$$

care poate fi pusă sub o formă particulară dacă studiem cazul oscilaţiilor de amplitudine mică în jurul unei poziţii z_0, pentru care, în regim staţionar $V = V_0$, $p = p_0$. Astfel V_1 din (14) va fi dezvoltat în serie Taylor, după care se derivează în raport cu timpul şi se obţine :

$$q_1 = \frac{V_0}{p_1}\frac{dp}{dt} + \frac{p_0}{p_1}\frac{dV}{dt}. \qquad (16)$$

Dar cum volumul poate fi scris funcţie de deplasarea z şi suprafaţa activă S a pistonului, relaţia (16) mai poate fi scrisă :

$$q_1 = \frac{V_0}{p_1}\frac{dp}{dt} + \frac{p_0}{p_1} S \cdot v. \qquad (17)$$

La această relaţie, obţinută din considerente de mecanică a fluidelor, se adaugă cea obţinută din scrierea echilibrului forţelor care acţionează asupra pistonului :

$$S \cdot p = m\frac{dv}{dt} + \mu \cdot v + K \int v\, dt + F. \qquad (18)$$

Cu ajutorul relaţiilor (17) şi (18), şi după ce în (17) s-a înlocuit p cu expresia dată de (18), se poate scrie ecuaţia matricială :

$$\left\| \begin{matrix} p \\ q_1 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \frac{1}{S} ; \frac{1}{S}\left(ms + \mu + \frac{K}{s}\right) \\ \frac{V_0 s}{p_1 S} ; \frac{p_0 S}{p_1} + \frac{V_0 s}{p_1 S}\left(ms + \mu + \frac{K}{s}\right) \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} F \\ v \end{matrix} \right\| \tag{19}$$

O ecuaţie matricială în care intervin, de data aceasta, numai mărimi mecanice poate fi scrisă dacă se consideră elementul pneumatic cu piston drept un cuadripol mecanic [3, 4, 5] format din mai mulţi cuadripoli elementari (fig. 12).

Mărimile de intrare şi de ieşire vor fi forţe (f) şi viteze (v).

Elementelor K, μ şi m le corespund, respectiv, cuadripolii I, II, III (fig. 12). Ecuaţiile de definiţie ale elementelor ce formează aceşti cuadripoli vor fi :

$$\begin{aligned} &\text{I} \begin{cases} f_1 = f_2' + K \int v_2' \, dt \\ v_1 = v_2' \end{cases} \\ &\text{II} \begin{cases} f_2' = f_2'' + \mu \, v_2'' \\ v_2' = v_2'' \end{cases} \\ &\text{III} \begin{cases} f_2'' = f_2 + m \dfrac{dv_2}{dt} \\ v_2'' = v_2 \end{cases} \end{aligned} \tag{20}$$

Pe baza ecuaţiilor (20) se pot scrie matricele de lanţ $\|A\|$ ale celor trei cuadripoli :

$$\|A\|_{\text{I}} = \left\| \begin{matrix} 1 & \frac{K}{s} \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| ; \|A\|_{\text{II}} = \left\| \begin{matrix} 1 & \mu \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| ; \|A\|_{\text{III}} = \left\| \begin{matrix} 1 & m.s \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \tag{21}$$

Cum cei trei cuadripoli sînt legaţi în cascadă (lanţ), vom avea :

$$\|A\| = \|A\|_{\text{I}} \cdot \|A\|_{\text{II}} \cdot \|A\|_{\text{III}} = \left\| \begin{matrix} 1 ; m.s + \mu + \frac{K}{s} \\ 0 \qquad\qquad 1 \end{matrix} \right\| \tag{22}$$

Cu aceasta putem scrie ecuaţia matricială pentru cuadripolul din figura 12 :

$$\left\| \begin{matrix} f_1 \\ v_1 \end{matrix} \right\| = \|A\| \cdot \left\| \begin{matrix} f_2 \\ v_2 \end{matrix} \right\| \tag{23}$$

în care matricea $\|A\|$ este dată de relaţia (22).

Elementul pneumatic cu membrană (fig. 13)

Ecuaţiile matriciale, precum şi analogiile stabilite pentru elementul pneumatic cu piston cu simplu efect sînt valabile şi pentru elementul pneumatic cu membrană (fig. 13), cu următoarele precizări suplimentare :

— constanta k de rigiditate are doi termeni : unul care se referă la resort şi altul care se referă la membrană ;

— admitem ipoteza simplificatoare că volumul de aer din partea superioară a membranei se modifică liniar cu deplasarea membranei.

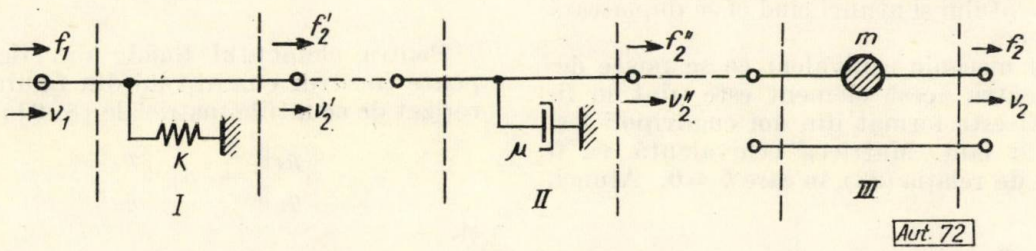


Fig. 12

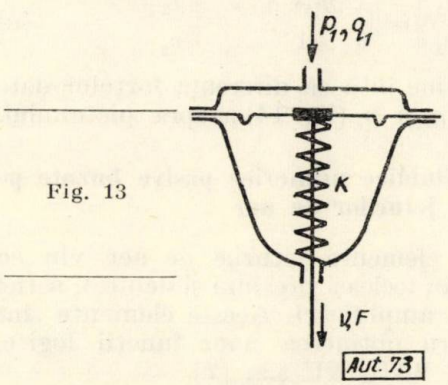


Fig. 13

Elementul pneumatic cu piston cu dublu efect (dublă acţiune) (fig. 14)

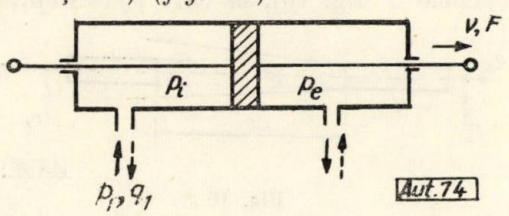


Fig. 14

Şi în cazul elementului pneumatic cu piston cu dublu efect se poate determina o ecuaţie matricială de tipul aceleia date în relaţia (19), cu deosebirea că avem $K = 0$ iar mărimea de

intrare p va fi egală cu $p_i - p_e$ (la deplasarea într-un sens se opune şi fluidul cu presiunea p_e care se evacuează). Ţinînd seamă şi de faptul că cele două suprafeţe active S ale pistonului sînt egale, avem :

$$\left\| \begin{matrix} p \\ q_1 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \frac{1}{S}; & \frac{1}{S}(m.s + \mu) \\ \frac{V_0 \cdot s}{p_1 \cdot S}; & \frac{p_0 S}{p_1} + \frac{V_0}{p_1}\frac{s}{S}(m \cdot s + \mu) \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} F \\ v \end{matrix} \right\| \tag{24}$$

Aceeaşi ecuaţie matricială va descrie funcţionarea elementului şi atunci cînd el se deplasează în sens invers.

Circuitul mecanic echivalent ce se poate determina pentru acest element este dat în figura 15. El este format din doi cuadripoli I şi II legaţi în lanţ. Matricea echivalentă va fi aceea dată de relaţia (23), în care $k = 0$. Atunci,

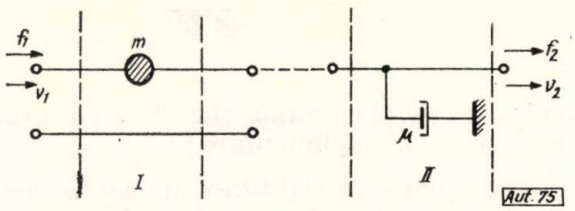


Fig. 15

ecuaţia matricială a cuadripolului din figura 15 va avea forma :

$$\left\| \begin{matrix} f_1 \\ v_1 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 1 & m.s + \mu \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} f_2 \\ v_2 \end{matrix} \right\| \tag{25}$$

Aici f_1 se obţine însă ca diferenţa forţelor date de presiunile p_i şi p_e (fig. 14) asupra pistonului.

3. Elemente fluidice numerice pasive bazate pe interacţiunea jeturilor de aer

La aceste elemente jeturile de aer vin cu pondere egală (aceleaşi presiuni şi debite), astfel că nu au loc amplificări. Aceste elemente sînt folosite pentru obţinerea unor funcţii logice, cum ar fi ŞI, SAU, NU ş.a. [7].

Cel mai simplu element fluidic este format din două ajutaje : unul de alimentare *1* şi altul de recepţie *2* (fig. 16), la care $p_2 = f(p_1, l, d.)$

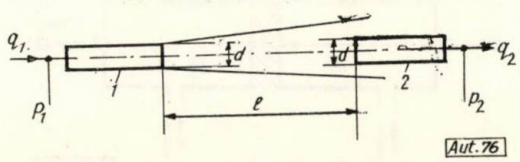


Fig. 16

Curgerii fluidului din ajutajul 1 în ajutajul 2 i se opun următoarele rezistenţe fluidice :

R_1 — rezistenţa opusă de ajutajul *1* ;
R_2 — rezistenţa opusă de ajutajul **2** ;
R_{a1} — rezistenţa mediului ambiant opusă curgerii acelei porţiuni din jet q_2 care este captată către ajutajul *2* ;
R_{a2} — rezistenţa mediului ambiant opusă curgerii porţiunii din jet q_{aer} care se scurge în atmosferă.

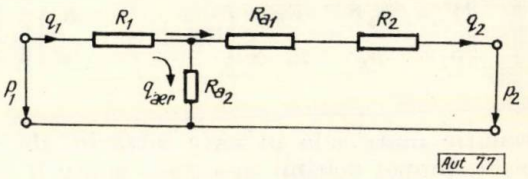


Fig. 17

Pentru elementul fluidic din figura 16 se poate construi cuadripolul din figura 17 caracterizat de ecuaţiile matriciale [8, 9] :

$$\left\| \begin{matrix} p_1 \\ q_1 \end{matrix} \right\| = \|A\| \cdot \left\| \begin{matrix} p_2 \\ q_2 \end{matrix} \right\|$$

şi (26)

$$\left\| \begin{matrix} p_1 \\ p_2 \end{matrix} \right\| = \|Z\| \cdot \left\| \begin{matrix} q_1 \\ q_2 \end{matrix} \right\|$$

în care :

$$\|A\| = \left\| \begin{matrix} 1 + \frac{R_1}{R_{a2}}; & R_1 + R_2 + R_{a1} + \frac{R_1 (R_{a1} + R_2)}{R_{a2}} \\ \frac{1}{R_{a2}}; & 1 + \frac{R_{a1} + R_2}{R_{a2}} \end{matrix} \right\| \tag{27}$$

$$\|Z\| = \left\| \begin{matrix} R_1 + R_{a2}; & -R_{a2} \\ R_{a2}; & -(R_{a1} + R_{a2} + R_2) \end{matrix} \right\| \tag{28}$$

Un element fluidic mai complex este acela format din trei ajutaje (figura 18), utilizat pentru obţinerea funcţiei NU.

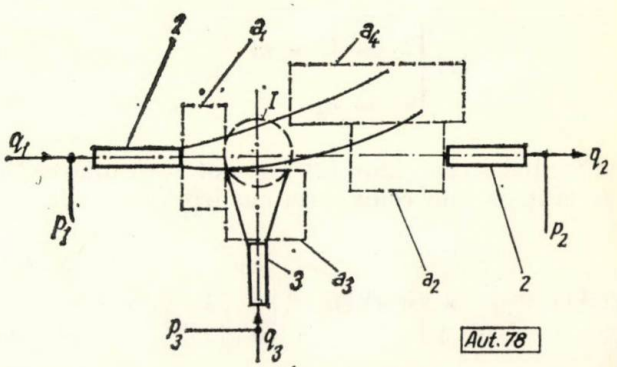


Fig. 18

Ajutajul *2* captează o parte din jetul emis de ajutajul *1* numai dacă jetul emis prin *3* este nul. Altfel acesta din urmă abate jetul emis prin *1* şi în *2* nu se mai recepţionează nimic.

Pentru funcţionarea cu $p_3 = 0$ avem cazul din figura 16 şi cuadripolul echivalent din figura 17.

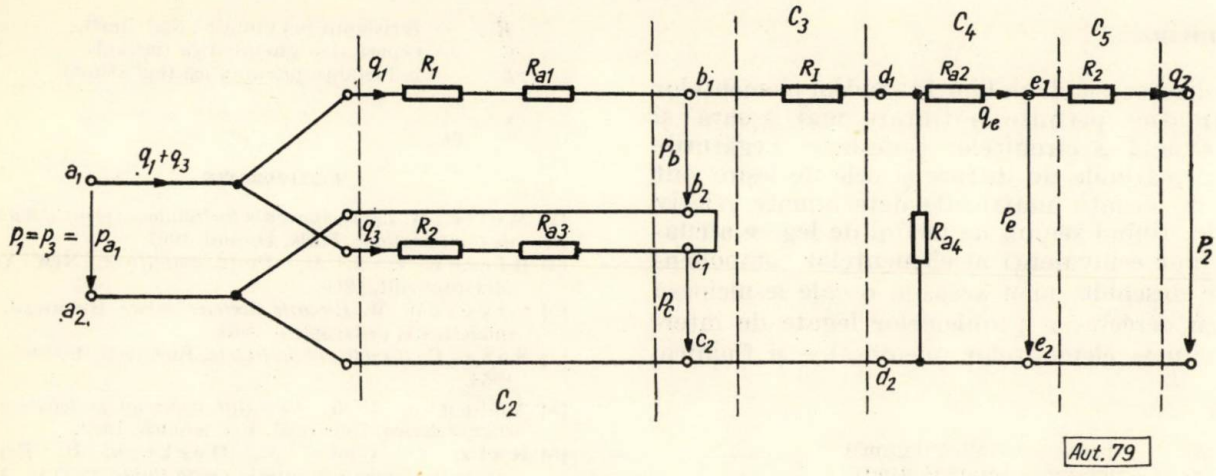


Fig. 19

Cînd $p_3 \neq 0$, elementului fluidic i se poate construi un circuit echivalent ca în figura 19 în care :

R_1, R_2, R_3 — rezistenţele pneumatice ale ajutajelor 1, 2, 3 ;

R_{a1} — rezistenţa opusă jetului *1* la trecerea prin zona a_1 a mediului ambiant ;

R_{a2} — rezistenţa opusă jetului *1* la trecerea prin zona a_2 a mediului ambiant, cînd jetul 3 este nul sau are valoare mică ;

R_{a3} — rezistenţa opusă jetului *3* la trecerea prin zona a_3 a mediului ambiant ;

R_{a4} — rezistenţa opusă jetului deviat la trecerea prin zona a_4 a mediului ambiant ;

R_I — rezistenţa de impact.

În zona de impact o parte din energia celor două jeturi se disipează prin transformare. Acest efect a fost asimilat cu o rezistenţă pneumatică.

Circuitul echivalent din figura 19 este format din cuadripolii C_1 şi C_2 legaţi în paralel-serie şi cuadripolii C_2, C_3, C_4 legaţi în lanţ.

Intrările cuadripolilor C_1 şi C_2 se leagă în paralel întrucît, la folosirea elementului pentru circuite logice, atît ajutajul *1*, cît şi ajutajul *3* se alimentează la presiuni de valoare egală p_1.

În zona de impact *I* cele două jeturi se adună vectorial. Jetul rezultat nu are o presiune egală cu suma presiunilor totale p_t ale celor două jeturi. Această diminuare a lui p_t după impact se realizează utilizînd o rezistenţă R_I.

Pentru cuadripolii C_1 şi C_2 este mai indicat să se scrie ecuaţiile matriciale care utilizează matricele paralel-serie $\|F\|$:

$$(C_1)\quad \begin{Vmatrix} q_1 \\ p_b \end{Vmatrix} = \underbrace{\begin{Vmatrix} 0 & 1 \\ 1 ; & -(R_1 + R_{a1}) \end{Vmatrix}}_{F_1} \cdot \begin{Vmatrix} p_{a1} \\ q_1 \end{Vmatrix} \qquad (29)$$

$$C_2)\quad \begin{Vmatrix} q_3 \\ p_c \end{Vmatrix} = \underbrace{\begin{Vmatrix} 0 & 1 \\ 1 ; & -(R_3 + R_{a3}) \end{Vmatrix}}_{F_2} \cdot \begin{Vmatrix} p_{a1} \\ q_3 \end{Vmatrix} \qquad (30)$$

S-au folosit notaţiile din figura 19.

Pentru cuadripolii C_1 şi C_2 se găseşte o matrice echivalentă $\|F\| = \|F_1\| + \|F_2\|$, iar cu ajutorul acesteia, pe baza relaţiilor dintre matrice [4, 5], se determină o matrice lanţ care va avea expresia :

$$\|A\|_{C_1C_2} = \frac{1}{2} \begin{Vmatrix} 1 & R_1 + R_3 + R_{a1} + R_{a3} \\ 0 & 4 \end{Vmatrix} \qquad (31)$$

Cuadripolii C_3 şi C_4 au, respectiv, matricele de lanţ :

$$\|A\|_{C_3} = \begin{Vmatrix} 1 & R_I \\ 0 & 1 \end{Vmatrix} \qquad (32)$$

$$\|A\|_{C_4} = \begin{Vmatrix} 1 & ; & R_{a2} \\ \dfrac{1}{R_{a4}} & ; & \dfrac{R_{a2}}{R_{a4}} + 1 \end{Vmatrix} \qquad (33)$$

Pentru întregul circuit din figura 19 se găseşte matricea :

$$\|A\| = \|A\|_{C_1C_2} \cdot \|A\|_{C_3} \cdot \|A\|_{C_4}.$$

Dar cum interesează relaţia $(p_e, q_e) = f.(p_{a1}, q_1 + q_3)$, va trebui să calculăm întîi $\|A\|^{-1}$ care va avea valoarea :

$$\|A\|^{-1} = \frac{1}{4 R_{a4}} \begin{Vmatrix} 4 (R_{a2} + R_{a4}) & -N \\ -4 & M \end{Vmatrix} \qquad (34)$$

în care :

$$M = R_1 + R_3 + R_{a1} + R_{a3} + R_{a4} + R_I,$$

$$N = R_{a2}(R_{a4} + R_I + R_1 + R_3 + R_{a1} + R_{a3}) + R_{a4}(R_I + R_1 + R_3 + R_{a1} + R_{a3})$$

Cu relaţia (34) se găsesc mărimile de la ieşire (borna *e*) în funcţie de mărimile de la intrare.

Dacă jetul este complet abătut ($R_{a2} \to \infty$), nu este nevoie să mergem mai departe pentru aflarea lui p_2, q_2. În caz contrar, pentru calcularea lui p_2, q_2 se ţine seamă şi de înlănţuirea cuadripolului C_5 (fig. 19).

4. Concluzii

Utilizarea cuadripolilor în studiul elementelor pneumatice permite o tratare mai uşoară şi mai exactă a circuitelor complexe. Legăturile dintre mărimile de intrare şi cele de ieşire sînt date de ecuaţii matriciale determinate relativ simplu, ţinînd seamă de modul de legare a cuadripolilor echivalenţi ai elementelor componente. Se deschide, prin aceasta, o cale lesnicioasă pentru cercetarea problemelor legate de interconexiunea elementelor pneumatice şi fluidice.

Notaţii

p — presiunea statică (kgf/m²)
p_t — presiunea totală (kgf/m²)
p_n — presiunea în condiţii normale (kgf/m²)
V — volumul (m³)
q — debitul volumetric (m³/s)
v — viteza (m/s)
F — forţa utilă (kgf)
F_p — forţa de presiune (kgf)
F_i — forţa de inerţie (kgf)
F_f — forţa de frecare (kgf)
F_r — forţa rezistentă opusă de un resort (kgf)
K — constanta resortului (kgf/m)
μ — coeficient de frecare (kgf s/m)
m — masa (kgf s²/m)
S — suprafaţa (m²)
g — acceleraţia gravitaţiei (m/s²)
γ — greutatea specifică (kgf/m³)
ρ — masa specifică (kgf s²/m⁴)
ν — viscozitatea cinematică
t — timpul (s)
R — rezistenţa pneumatică (kgf s/m⁵)
C — capacitatea pneumatică (m⁵/kgf)
L — inductanţa pneumatică (kgf s²/m⁵)

$$s = \frac{d}{dt}$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Molle, R. *Les composants hydrauliques et pneumatiques de l'automatique.* Paris, Dunod, 1967.
[2] Kirshner, J. M. *Fluid amplifiers.* New York, McGraw Hill, 1966.
[3] Săvescu, M. *Circuite electrice liniare.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1968.
[4] Sora, C. *Cuadripolul electric.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.
[5] Antoniu, I. S. *Calculul matricial şi tensorial în electrotehnică.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.
[6] Katz, S., Goto, J., Dockery, R. *Experiments in analog computation with fluids.* H.D.L., 1964.
[7] Florea, S., Dumitrache, I., Găburici, V. *Elemente de calcul numeric, pneumatice, bazate pe interacţiunea curenţilor de aer.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1964, p. 121—125.
[8] Găburici, V. *Probleme privind interconexiunea unor elemente fluidice folosite în circuitele logice de calcul.* Comunicare la sesiunea cadrelor didactice din Institutul politehnic Bucureşti, 1—3 nov 1968.
[9] Găburici, V. *Introducere în tratarea matricială a interconexiunii elementelor fluidice.* Bul. I.P.B., tom XXXII, nr. 3, 1970.
[10] Crăciunoiu, V., Ilie, C., Chiriac, A. *Elemente de execuţie.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1970.
[11] Găburici, V. *Circuite pneumatice formate din elemente pasive şi active cu piese în mişcare.* Comunicare la sesiunea Institutului politehnic Bucureşti, apr. 1971.

Dr. ing. I. DUMITRACHE

Principii de realizare a circuitelor de comparaţie şi memorare fluidice

Elementele fluidice proiectate şi realizate în laboratorul de „Echipamente de automatizare hidraulice, pneumatice şi fluidice", ale căror performanţe şi caracteristici sînt prezentate în [1], au stat la baza realizării unor circuite fluidice de calcul şi comandă numerică. Astfel au fost stabilite scheme optime pentru circuite de însumare, circuite de comparaţie, numărătoare, registre, memorii etc., utilizînd elementele fluidice tip prezentate.

Modelarea diferitelor subsisteme de calcul cu ajutorul simulatorului fluidic SELF—1, realizat în laborator, a permis optimizarea schemelor funcţionale din punct de vedere al vitezei de prelucrare şi transmitere a informaţiei prin reducerea la minimum a numărului de elemente fluidice şi a numărului de nivele logice parcurse de semnale de la intrarea la ieşirea circuitului.

Una dintre problemele cele mai dificile ce apare la proiectarea şi realizarea unor subsisteme de calcul fluidice o constituie calculul şi dimensionarea liniei de interconexiune. Caracteristicile statice şi dinamice ale liniei de interconexiune influenţează sensibil performanţele staţionare şi tranzitorii ale circuitelor fluidice, dat fiind natura informaţiei prelucrate şi transmise. O dimensionare necorespunzătoare a liniei fluidice atrage după sine apariţia hazardului în funcţionarea circuitului, reducerea vitezei de prelucrare a informaţiei, precum şi apariţia unor fenomene ondulatorii ce conduc la instabilitatea circuitului. O metodă de calcul a liniei de interconectare cu considerarea principalelor fenomene ce însoţesc transmiterea informaţiei este dată în [1], stabilindu-se dimensiunile optime ale liniei pentru semnale cuprinse între 100—300 mm col. apă.

Principiile de realizare a sumatoarelor fluidice, precum şi a celulelor de numărare, realizate cu ajutorul elementelor tip au fost prezentate în [2, 3].

În lucrarea de faţă se prezintă schemele principale ale unor celule de comparaţie a numerelor binare şi de memorare, realizate cu ajutorul elementelor fluidice tip.

1. Circuite de comparaţie a numerelor binare

În multe instalaţii de calcul şi comandă apare necesitatea comparării a două numere binare

cu un număr egal de biţi, determinînd identitatea lor sau inegalitatea dintre ele. Astfel dacă cele două numere ce conţin N biţi sînt reprezentate prin $[A] = [a_1\ a_2\ a_3 \ldots a_N]$ şi $B = [b_1\ b_2\ b_3 \ldots b_N]$, cu biţii semnificativi a_1 şi b_1, expresiile logice pentru funcţiile $a_i > b_i$, $a_i < b_i$ şi $a_i = b_i$ sînt:

$$D_i = a_i\ \bar{b}_i, \tag{1}$$

$$E_i = \bar{a}_i\ b_i, \tag{2}$$

$$C_i = a_i\ b_i + \bar{a}_i\ \bar{b}_i. \tag{3}$$

Realizarea acestor funcţii este posibilă fie utilizînd monostabile cu trei ieşiri, fie elemente SAU—NICI şi elemente ŞI. Compararea celor două numere se poate face fie în serie, cînd cele două numere se compară bit cu bit, fie în paralel.

Comparatoare serie

Prin utilizarea unui monostabil cu trei ieşiri, la intrările căruia se introduc succesiv biţii numerelor A şi B, se determină raportul ce există între cele două numere.

În figura 1, cu ajutorul unui semnal de comandă I, se trimit succesiv biţii a_i şi b_i la cele două intrări ale monostabilului, determinînd la cele

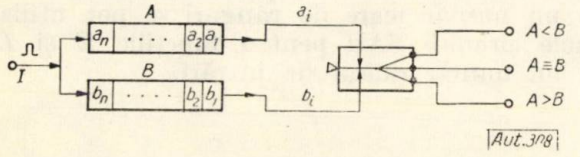


Fig. 1

trei ieşiri semnale după cum biţii sînt identici sau diferiţi. Deşi viteza de comparaţie este redusă, însă prin faptul că se foloseşte un singur element fluidic tip schema este avantajoasă. Timpul necesar comparării celor N biţi este $N \cdot t_k$, unde t_k este dat de timpul de transmitere a semnalului în linie şi timpul de răspuns al monostabilului.

O altă schemă de comparator serie este prezentată în figura 2, schemă care permite a

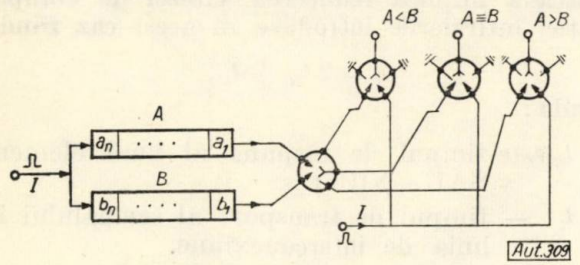


Fig. 2

determina identitatea numerelor sau inegalitatea folosind elemente pasive ŞI.

Generatorul de tact transmite semnale I la intrările registrelor pentru deplasarea cu un bit, precum şi la intrările elementelor ŞI. Numărul de două nivele logice, precum şi numărul de elemente pasive ridicat, utilizate în schemă, fac ca această schemă să aibă o viteză redusă de comparaţie, prezentînd pericolul apariţiei hazardului static în condiţiile unei nesincronizări perfecte a semnalelor ce se prelucrează în porţile ŞI.

O siguranţă sporită la compararea numerelor în serie, cu aceeaşi viteză de lucru, a fost obţinută cu un comparator realizat după schema din figura 3.

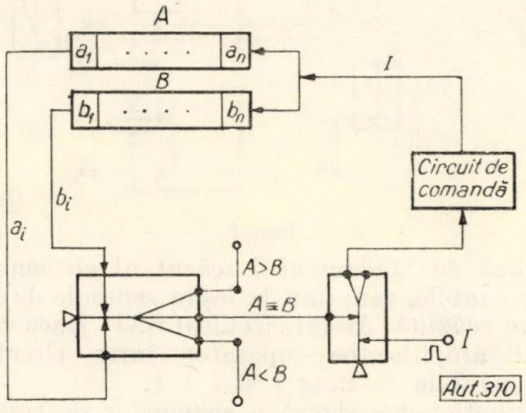


Fig. 3

Dacă n biţi sînt egali, circuitul de control prin intermediul bistabilului primeşte semnal de deplasare, iar cînd apare diferenţa dintre cei doi biţi a_i, b_i introducerea semnalelor în comparator se opreşte, identificîndu-se cele două ieşiri ale monostabilului D_i şi, respectiv, E_i. Schema permite identificarea uşoară a biţilor diferiţi, putîndu-se stabili diferenţa dintre două numere prin intermediul acestor biţi. Din analiza teoretică şi experimentală a comparatoarelor serie prezentate a rezultat că cele mai bune sînt cele realizate după schema din figura 3 care, deşi viteza de lucru este asemănătoare cu a celorlalte, au o mare siguranţă în funcţionare.

Comparatoare paralel

Pentru mărirea vitezei de comparare se realizează comparatoare paralel, unde compararea se face începînd cu biţii cei mai semnificativi.

Dacă semnalul rezultat din comparaţia biţilor a_i şi b_i îl notăm prin c_i în cazul identităţii lor, iar prin d_i şi e_i în cazul că biţii de rang i sînt diferiţi, atunci expresia logică a funcţiei de la ieşirea comparatorului este:

$Y = C_i \cdot C_2 \cdot C_3 \ldots C_n = 1$ pentru coincidenţa numerelor,

$Y = C \cdot C_2 \ldots C_n = 0$ pentru numerele diferite,

unde prin C_i am notat echivalenţa biţilor de rang i ($C_i = a_i \odot b_i$). Un mod de realizare a comparatoarelor paralel este prezentat în figura 4.

Din figura 4 se constată că funcţia $Y = 1$ numai pentru cazul cînd toţi termenii parţiali C_i sînt 1; în caz contrar, funcţia Y = 0. Ieşirile $E = e_1\ ve_2\ v \ldots ve_n$ şi $D = d_1\ vd_2\ vd_3\ v \ldots vd_n$ se obţin prin intermediul unor elemente SAU—NICI.

Introducerea elementelor SAU, prin intermediul cărora se transmite semnalul C_i la alimentarea monostabilelor cu trei ieşiri, este

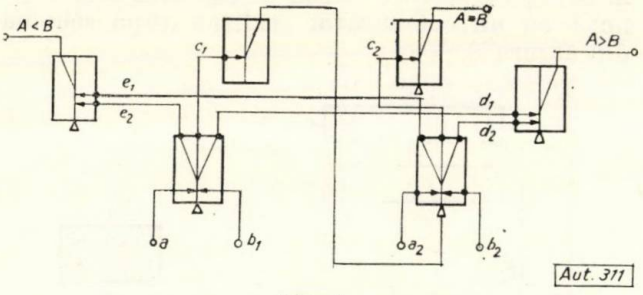


Fig. 4

impusă de randamentul scăzut al elementelor monostabile, care dau la ieşire semnale de presiune scăzută. Astfel circuitul SAU joacă rolul unui amplificator separator între circuitele monostabile de rang i şi $i + 1$.

Funcţionarea sigură a sistemelor de comparaţie necesită sincronizarea transmiterii semnalelor între elemente şi egalizarea semnalelor de intrare în elementele monostabile.

Citirea funcţiilor E şi D prin intermediul unor circuite SAU, dat fiind că numărul de intrări al acestor circuite este limitat la 4, prezintă o limitare a rangului numerelor de comparat. În schema prezentată, deşi conţine un număr însemnat de elemente fluidice, numărul de nivele logice este doi, iar viteza de comparaţie este net superioară circuitelor de comparaţie serie.

Compararea a două numere se poate face şi prin scădere, folosind o schemă de comparator ca în figura 5. În această schemă s-a luat în

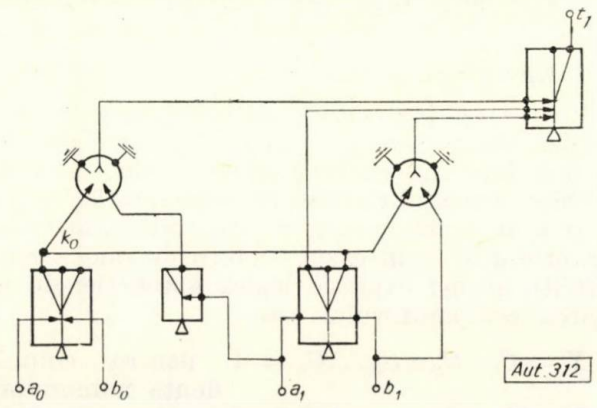


Fig. 5

considerare faptul că prin scăderea celor două numere apare transport numai cînd $\bar{a}_i = 0$ şi $b_i = 1$, adică $t_i = a_i\ b_i$.

Dacă $t_l = 1$, este îndeplinită condiţia $B > A$, iar dacă $t_l = 0$, rezultă că $A = B$ sau $A > B$.

a_i	b_i	$ci-1$	C^i
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

C_{i-1} \ $a_i\ b_i$	00	01	11	10
0	0	1	0	0
1	1	1	1	0

$$C_i = \bar{a}_i\ b_i + \bar{a}_i\ C_{i-1} + b_i\ C_{i-1}$$

Schema prezintă un grad ridicat de complexitate, fiind parcurse trei nivele logice de semnale utile pentru realizarea funcţiei dorite. Prezenţa elementelor pasive ŞI impune considerarea fenomenelor de hazard potenţial în circuit.

Cînd se urmăreşte realizarea unor comparatoare cu o viteză mare în prelucrarea informaţiei, se impune adaptarea unei scheme de comparare în paralel utilizînd monostabile cu trei ieşiri. Este de remarcat faptul că pentru numere cu un număr mare de ranguri se pot utiliza unele circuite SAU pentru funcţiile E şi D, cu un număr ridicat de intrări.

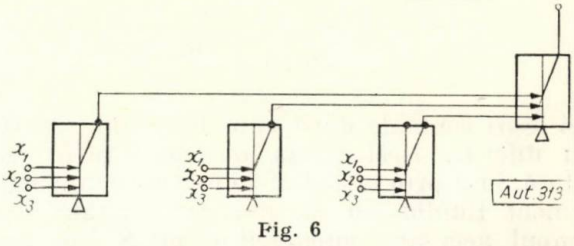


Fig. 6

Un asemenea circuit se poate realiza folosind mai multe elemente SAU în cascadă, ca în figura 6.

Este evident că utilizarea unei scheme în cascadă implică reducerea vitezei de comparaţie, întîrzierile introduse în acest caz fiind:

$$t = 2\ t_N + t_l\ ,$$

unde:

t_N este timpul de răspuns al unui element SAU—NICI;

t_l — timpul de transport al semnalului în linia de interconexiune.

Pentru sincronizarea semnalelor se folosesc elemente de întîrziere şi, în unele cazuri, se impune utilizarea unor circuite formatoare de impulsuri pentru a se asigura condiţiile optime la prelucrarea semnalelor.

2. Registre şi circuite de memorie

Informaţia fluidică poate fi păstrată în vederea prelucrării fie în registre un timp limitat, fie în memorii similar cu informaţia electronică.

Registre

O schemă de registru static realizat cu elemente fluidice tip este dată în figura 7.

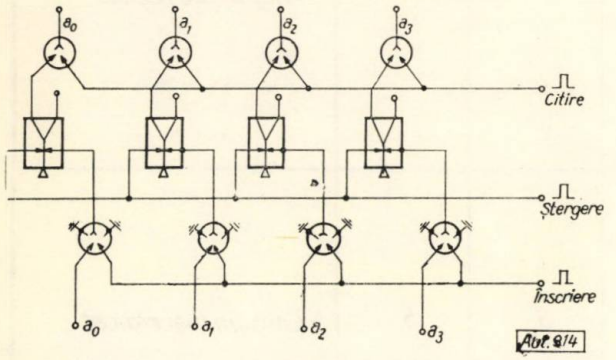


Fig. 7

Înscrierea şi citirea informaţiei se fac prin intermediul unor elemente pasive ŞI sau prin intermediul unor elemente SAU—NICI active, însă în acest ultim caz numărul elementelor fluidice utilizate creşte considerabil. Viteza de înscriere este determinată de timpul de răspuns al elementelor ŞI, de timpul de răspuns al bistabilelor şi de timpul de transport introdus de linia de interconexiune. Folosirea elementelor pasive impune asigurarea unei sincronizări perfecte a semnalelor a_i şi I, atît în timp, cît şi ca nivel energetic, pentru a se asigura un coeficient de siguranţă în funcţionare maxim.

Pentru comparatoarele paralel, cele două numere A şi B sînt citite din două registre la un semnal de comandă aplicat simultan celor două registre la borna de citire.

Pentru comparatoarele serie este necesar să se utilizeze un registru fluidic de deplasare care poate avea structura dată în figura 8.

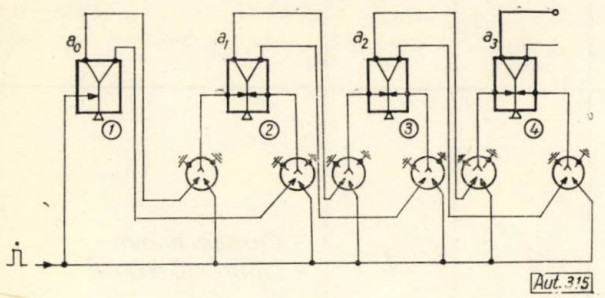


Fig. 8

Prin aplicarea impulsului de comandă I conţinutul registrului se deplasează la dreapta cu un rang. Trecerea unui bit de ordinul i în etajul de ordinul $i + 1$ este impusă de starea bistabilului precedent. Timpul necesar de deplasare a întregului număr este determinat de numărul de biţi al numărului, precum şi de timpii de răspuns ai elementelor fluidice ŞI de bistabile interconectate.

Pentru buna funcţionare a registrului trebuie să se verifice la fiecare celulă a registrului sincronismul semnalelor, forma şi nivelul acestora. Astfel circuitele ŞI pasive pot influenţa funcţionarea corectă a circuitului, mai ales dacă semnalele I şi a_i nu sînt sincrone şi de acelaşi nivel energetic.

Introducerea unor elemente active SAU—NICI în locul elementelor ŞI pasive asigură o stabilitate mai bună şi o siguranţă în funcţionare sporită, însă numărul elementelor fluidice utilizate creşte considerabil şi, în consecinţă, viteza de deplasare se micşorează, iar numărul de nivele logice creşte.

Similar schemei prezentate în figura 8 se pot realiza registre de deplasare la stînga cu păstrarea sau fără păstrarea primului bit.

Celule de memorie

Pentru realizarea unor circuite complexe de calcul, una dintre cele mai dificile probleme o constituie realizarea unor memorii de capacitate ridicată şi timp de acces cît mai redus. Capacitatea ridicată a memoriei, concretizată prin numărul maxim de cuvinte ce-l poate memora, impune utilizarea unui mare număr de elemente distincte, ceea ce face ca dimensiunile şi consumul de energie să crească considerabil. În ceea ce priveşte timpul de acces al memoriei fluidice, acesta este determinat de timpul de răspuns al elementelor de memorie propriu-zise şi al elementelor de înscriere şi citire.

Este evident că în condiţiile realizării unei celule de memorie optimă din punct de vedere al performanţelor, conectarea corespunzătoare a mai multor celule de memorie determină structura memoriei, a cărei capacitate este funcţie de numărul de celule conectat.

Realizarea unei celule de memorie necesită rezolvarea următoarelor probleme:

— înscrierea rapidă a informaţiei fără a afecta conţinutul celorlalte celule;

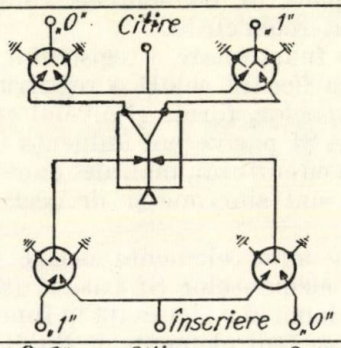
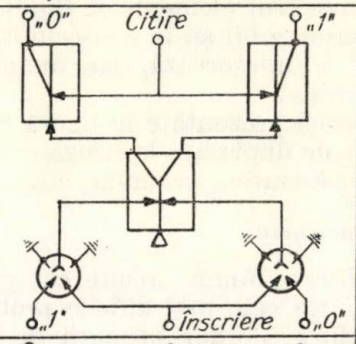
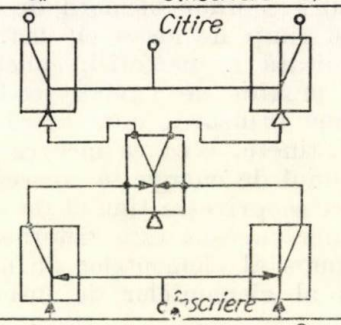
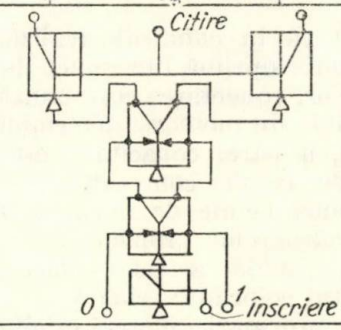
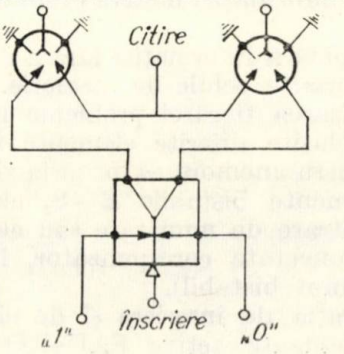
— păstrarea informaţiei intactă oricît de mult timp;

— citirea rapidă a informaţiei fără a distruge conţinutul celorlalte celule de memorie.

Pentru realizarea fiecărei probleme menţionate pot fi folosite diferite elemente fluidice tip. Astfel pentru memorarea propriu-zisă pot fi folosite elemente bistabile R—S, elemente bistabile cu intrare de numărare sau elemente NICI (care, conectate corespunzător, îndeplinesc funcţia unui bistabil).

Pentru operaţia de înscriere şi de citire se folosesc fie elemente active SAU—NICI, fie elemente pasive ŞI.

Tabela 1

Nr. crt.	Performanțe / Schemă	Timpul de înscriere	Timpul de citire	Numărul de elemente distincte	Nr. total de elemente	Observații
1		$t_b+t_s+t_l$	t_s+t_l	2	5	- Consum redus - Siguranță redusă
2		$t_s+t_b+t_l$	t_n+t_l	3	5	- Consum mai ridicat
3		$t_n+t_b+t_l$	t_n+t_l	2	5	- Consum ridicat - Siguranță bună
4		$t_n+2t_e+2t_s$	t_n+t_l	2	5	- Consum ridicat - Siguranță ridicată
5		t_b	t_b+t_l	2	3	- Consum minim - Siguranță redusă

Principalele tipuri de celule de memorie analizate, cu performanţele lor, sînt prezentate în tabela 1.

Realizarea performanţelor prezentate în tabela 1 conduce la concluzia că schemele ce utilizează elemente SAU—NICI la înscriere şi citire sînt avantajoase din punct de vedere al timpului de acces dat, însă consumul de energie este mai ridicat. Siguranţa şi stabilitatea în funcţionare sînt domenii superioare la aceste celule.

Pentru celulele cu elemente ŞI, consumul este mai redus însă siguranţa în funcţionare este mai redusă.

În ultimele scheme se folosesc pentru înscrieri un element SAU şi un bistabil sau numai un element bistabil, ca în figura 5.

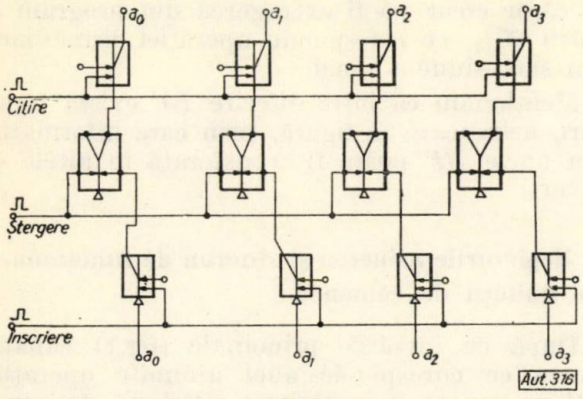


Fig. 9

Consumul la aceste celule este minim, siguranţa de asemenea satisfăcătoare, însă apar probleme legate de stabilitatea în funcţionare a elementelor bistabile la presiuni coborîte.

O schemă de memorie pentru un cuvînt cu patru biţi este dată în figura 9.

În funcţie de lungimea cuvîntului şi numărul cuvintelor necesare a fi memorate vor fi conectate în mod corespunzător numărul de elemente fluidice pentru capacitatea dorită. Fără îndoială că realizarea unor memorii de capacitate mare atrage după sine scheme cu număr mare de elemente, ceea ce reduce siguranţa şi viteza acestora. Din această cauză, memoriile fluidice realizate pînă în prezent nu depăşesc 524 de adrese cu lungimi ale cuvitelor de 6—8 biţi.

Circuitele fluidice prezentate, realizate şi verificate în laborator, au corespuns din punct de vedere funcţional şi din punct de vedere al performanţelor mărite.

Rezultatele obţinute în cercetarea acestor circuite deschid largi perspective de utilizare a lor în construcţia unor echipamente de calcul şi comandă numerică a proceselor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dumitrache, I. *Contribuţii la sinteza elementelor şi circuitelor fluidice numerice.* Teză de doctorat, 1970.

[2] Dumitrache, I. *Principii de realizare a sumatoarelor fluidice numerice.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1970, p. 254—259.

[3] Găburici, V. *Elemente fluidice bistabile cu intrare de numărare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1970, p. 259—264.

[4] Flores, I. *The logic of computer arithmetic.* New Jersey, 1963.

[5] Gluskin, R. S. *The UNIVAC fluid computer.* Speary Rond Corporation Report.

Ing. CRIŞAN STRUGARU

Generarea comenzilor într-un sistem de prelucrare numerică automată a datelor

La un sistem de prelucrare numerică automată a datelor (SPNAD) unitatea pentru generarea comenzilor reprezintă una dintre cele mai importante unităţi. Din punct de vedere al structurii logice este unitatea cea mai complexă şi proiectarea ei este o problemă dificilă, adesea fiind foarte greu să se stabilească dacă s-a ajuns la o soluţie optimă. Acest lucru este de altfel esenţial deoarece de felul cum se proiectează unitatea de comandă depind în bună parte performanţele întregului sistem.

Succese apreciabile se aşteaptă de la un domeniu relativ nou, şi anume proiectarea automată cu ajutorul calculatorului a sistemelor numerice, considerate ca automate secvenţiale. În domeniul unităţilor de comandă (*UC*) există o diversitate largă de scheme logice generate atît de intuiţia proiectantului cum şi de natura componentelor electronice folosite. Încadrarea acestora în anumite clase de automate ar permite trecerea la descrierea formală a stărilor şi tranziţiilor unităţii de comandă privită ca un automat secvenţial.

În lucrarea de faţă, în prima parte, după ce se scot în evidenţă cerinţele ce se impun unităţii de comandă, se subliniază că o unitate de comandă este de fapt un automat microprogramat autonom sau neautonom. În continuare se propune o clasificare a unităţilor de comandă, arătînd că din punct de vedere logic acestea

pot fi grupate în numai trei variante principale de automate microprogramate. În acest fel se creează o bază pentru stabilirea unei metode de sinteză potrivită pentru trecerea la proiectarea logică cu ajutorul calculatorului. De asemenea se discută unele avantaje şi dezavantaje ale variantelor prezentate.

1. Sarcinile unităţii de comandă

Considerăm că un sistem de prelucrare numerică automată a datelor (SPNAD) este un ansamblu de unităţi în care fiecare din aceste unităţi, cînd se găseşte în „starea de funcţionare", produce o anumită transformare sau prelucrare a datelor sau a informaţiei existente în acea unitate. Aceste transformări vor fi numite operaţii (aritmetice sau logice). De asemenea, fiecare unitate se va considera formată dintr-un număr oarecare de blocuri funcţionale (*BF*). Fiecare din *BF* se caracterizează prin aceea că, fiind trecut în „starea de funcţionare", produce la rîndul său o transformare a datelor ce se găsesc în acel *BF*. Aceste transformări ce au loc în *BF* sînt de regulă mult mai simple decît acelea ce au loc într-o unitate privită ca un ansamblu de *BF* şi sînt, din acest motiv, numite operaţii elementare sau microoperaţii. O operaţie pe baza unui anumit algoritm poate fi descompusă într-o succesiune de microoperaţii numită microprogram. Prin urmare dacă se cunoaşte operaţia ce urmează a fi efectuată şi microprogramul acelei operaţii, rezultă care din *BF* trebuie puse în „starea de funcţionare" şi în ce ordine anume. Această sarcină revine unităţii de comandă (*UC*). Rezultă că *UC* trebuie concepută astfel încît să poată genera pentru fiecare operaţie o succesiune proprie de semnale pentru comanda diferitelor *BF*, în conformitate cu microprogramul stabilit pentru acea operaţie.

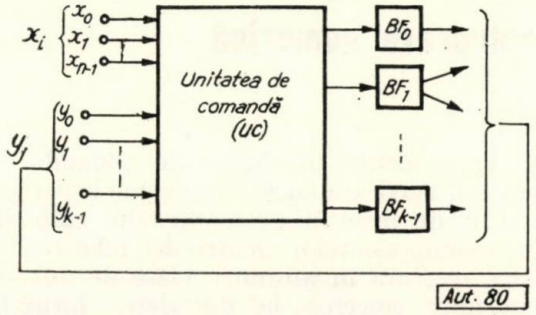


Fig. 1. Reprezentarea simplificată a unui sistem de prelucrare numerică automată a datelor.

În figura 1 este dată o reprezentare simplificată a unui SPNAD unde cu x_i, $i = 0,1,\ldots,$ $\ldots,n-1$ s-au notat intrările principale, cu y_j, $j = 0,1,\ldots,k-1$ s-au notat intrările secundare, iar cu $\mathfrak{X}_i \in \mathfrak{X} = \{\mathfrak{X}_0, \mathfrak{X}_1, \ldots \mathfrak{X}_{2^n-1}\}$ şi $\mathfrak{Y}_j \in \mathfrak{Y} = \{\mathfrak{Y}_0, \mathfrak{Y}_1, \ldots, \mathfrak{Y}_{2^k-1}\}$ o stare a intrărilor principale şi, respectiv, o stare a intrărilor secundare. S-a considerat că semnalele aplicate la x_i şi y_j pot lua numai două valori: zero sau unu.

Prin starea $\mathfrak{X}_i$ a intrărilor principale, *UC* este informată asupra operaţiei ce urmează a se executa şi va genera o succesiune potrivită de semnale de ieşire pentru punerea în stare de funcţionare a *BF*. Dacă la stabilirea stărilor $\mathfrak{X}_i$ pentru diferite operaţii este necesară intervenţia de fiecare dată a operatorului, atunci rezultă că numai generarea succesiunii de semnale pentru execuţia unei singure operaţii se face automat. La un sistem de prelucrare automată a datelor, după execuţia unei operaţii caracterizează prin starea $\mathfrak{X}_i$ a intrărilor principale, *UC* va genera o succesiune de semnale al căror efect va fi extragerea din program a stării $\mathfrak{X}_{i+1}$ ce corespunde operaţiei următoare din succesiune ş.a.m.d.

Menţionăm că între diferite *BF* există legături, neindicate în figură, prin care informaţia din unele *BF* poate fi transferată în altele şi invers.

2. Regimurile asincron şi sincron de funcţionare ale unităţii de comandă

După ce intrările principale (fig.1) capătă starea ce corespunde unei anumite operaţii, *UC* va genera o succesiune potrivită de semnale pentru punerea în stare de funcţionare a unor *BF*. Cînd un *BF* (sau mai multe) revine în starea de repaus, el poate fi conceput astfel încît să genereze un semnal de ieşire ce informează *UC*, prin intrările secundare, că poate fi pus în stare de funcţionare următorul sau următoarele *BF*. Unele din *BF* (vezi BF_1) au două ieşiri complementare şi acestea pot provoca ramificaţii în succesiunea semnalelor generate de *UC*, după cum semnalul apare la una sau la cealaltă ieşire. Caracteristic este aici faptul că fiecare *BF* trebuie să genereze un semnal la ieşire în momentul cînd are loc trecerea din starea de funcţionare în starea de repaus. Deoarece durata de timp în care un *BF* rămîne în stare de funcţionare este o mărime specifică acelui *BF*, acest regim de funcţionare al sistemului şi, respectiv, al *UC* se numeşte regimul asincron.

În regimul sincron, *UC* generează semnale ce comandă punerea în funcţionare a *BF* la intervale de timp egale, determinate de frecvenţa generatorului de tacte. În acest caz, la intrările secundare sînt aduse numai ieşirile acelor *BF* care condiţionează punctele de ramificare. În regimul sincron, frecvenţa generatorului de tacte trebuie aleasă mai mare sau cel mult egală cu inversul celui mai mare timp în care un *BF* trebuie să rămînă în starea de funcţionare.

3. Unitatea de comandă privită ca un automat secvenţial sincron

În figura 2 este prezentat modelul general al unui automat secvenţial ce poate fi asociat unităţii de comandă prezentate în figura 1.

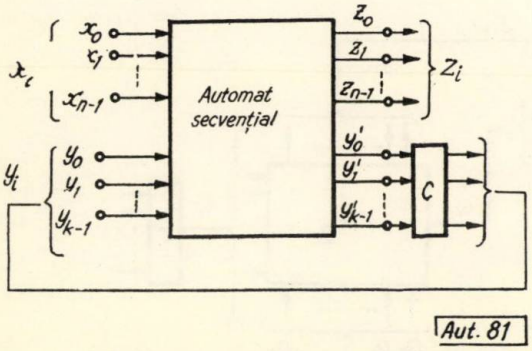


Fig. 2. Modelul general al unui automat secvenţial sincron asociat unei unităţi de comandă.

Acele *BF* care pot produce ramificaţii în succesiunea stărilor de ieşire Z s-au considerat ca făcînd parte din „registrul condiţiilor", notat cu C.

În timpul funcţionării, starea intrărilor principale va lua valori în mulţimea $\mathfrak{X} = \{\mathfrak{X}_0, \mathfrak{X}_1, \ldots, \mathfrak{X}_{2^n-1}\}$, starea intrărilor secundare va lua valori în mulţimea $\mathcal{Y} = \{\Phi, \mathcal{Y}_0, \mathcal{Y}_1, \ldots, \mathcal{Y}_{2^k-1}\}$, starea ieşirilor principale va lua valori în mulţimea $\mathfrak{S} = \{\mathfrak{S}_0, \mathfrak{S}_1, \ldots, \mathfrak{S}_{2^m-1}\}$ şi starea ieşirilor secundare va lua valori în mulţimea $\mathcal{Y}' = \{\mathcal{Y}'_0, \mathcal{Y}'_1, \ldots, \mathcal{Y}'_{2^k-1}\}$. După ce la intrarea automatului a apărut starea $\mathfrak{X}_i \in \mathfrak{X}$, automatul începe să genereze o succesiune a stărilor de ieşire

$$\pi_i = \mathfrak{S}_{i_1}, \ldots, \mathfrak{S}_{i_j}, \ldots, \mathfrak{S}_{i_k}, \text{ unde } \Pi_i \in \Pi \text{ şi } \mathfrak{S}_{i_j} \in \mathfrak{S},$$

şi o succesiune a stărilor de ieşire secundare $\Psi = \mathcal{Y}'_{i_1} \cdots, \mathcal{Y}'_{i_j}, \ldots, \mathcal{Y}'_{i_k}$, unde $\Psi_i \in \Psi$ şi $\mathcal{Y}'_{i_j} \in \mathcal{Y}'$. S-a notat cu Π şi Ψ mulţimea tuturor succesiunilor stărilor pentru ieşirile principale şi, respectiv, pentru ieşirile secundare. Succesiunea stărilor pentru ieşirile principale, pentru una şi aceeaşi stare a intrărilor principale, poate să fie diferită în funcţie de starea intrărilor secundare, ce depinde la rîndul ei de starea registrului de condiţii C. O stare internă a automatului se va numi finală şi se va nota cu $S_f \in S = \{S_0, S_1, \ldots, S_l\}$ dacă din ea automatul nu va putea trece într-o altă stare internă atît timp cît se menţine neschimbată starea intrărilor principale.

Automatele a căror funcţionare este descrisă de algoritmul de mai sus sînt numite automate microprogramate [1].

Pentru ca comportarea automatului să fie precizată mai trebuie dată funcţia de trecere f şi funcţia de ieşire φ. Funcţia de trecere f stabileşte dependenţa stării automatului în tactul următor de starea intrărilor şi de starea internă a automatului în tactul prezent. Funcţia de ieşire φ stabileşte dependenţa stării de ieşire a automatului de stare intrărilor şi de starea internă în acelaşi tact.

După natura diferită a acestor dependenţe se disting în mod obişnuit două tipuri de automate microprogramate [2,3]. Automatul de tip Mealy pentru care funcţia de trecere şi de ieşire este de forma :

$$S_{(t+1)} = f\,[S_{(t)}, X_{(t)}], \quad \mathfrak{S}_{(t)} = \varphi\,[S_{(t)}, X_{(t)}] \qquad (1)$$

şi automatul de tip Moore care are aceeaşi funcţie de trecere ca şi automatul Mealy, iar funcţia de ieşire este de forma (2), unde cu $X_{(t)}$ s-a notat perechea $(\mathfrak{X}, \mathcal{Y})$ la tactul t :

$$\mathfrak{S}_{(t)} = \varphi'\,[S_{(t)}]. \qquad (2)$$

Dacă mulţimea $\mathfrak{X}$ a stărilor intrărilor principale este formată dintr-un singur element, adică $\mathfrak{X} = \{\mathfrak{X}_0\}$ care poate fi şi zero, atunci automatul se numeşte automat microprogramat autonom. În caz contrar se numeşte automat microprogramat neautonom [3]. După modul în care intrările principale intervin la generarea semnalelor de ieşire (de comandă) se pot distinge următoarele trei variante principale de automate microprogramate, cărora le corespund tot atîtea moduri de organizare a unităţii de comandă.

4. Varianta I

În figura 3 este arătată structura generală a unui automat microprogramat în varianta I. Aici caracteristica principală este dată de faptul

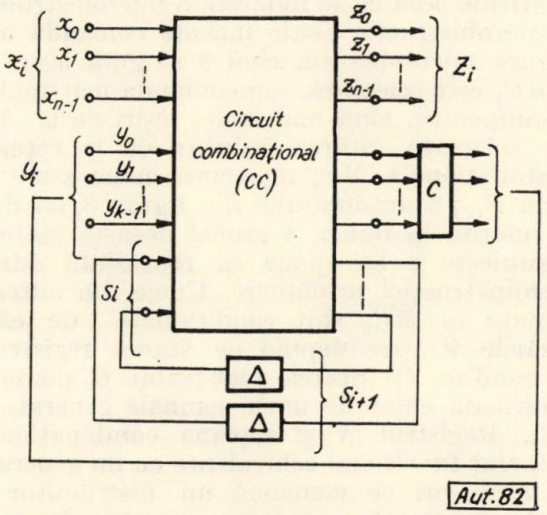


Fig. 3. Automat microprogramat varianta I.

că starea $\mathfrak{X}_i$ a intrărilor principale se menţine neschimbată pe întreaga perioadă cît durează generarea microprogramului Π_i. În figura 4, plecînd de la automatul microprogramat din figura 3, este dată schema logică de principiu a unei unităţi de comandă în Varianta I, în

forma în care în literatură sînt prezentate în mod obişnuit astfel de unităţi de comandă [4,5].

Se va analiza în continuare pe scurt rolul unor elemente din schema dată în figura 4. Registrul R are sarcina de a menţine, pe întreaga perioadă

Registrul N poate fi conceput să funcţioneze şi ca numărător [8] sau ca un registru de deplasare. La calculatorul IRIS—50, la care UC prezintă o structură logică de principiu ca în figura 4, în registrul N numai o singură celulă se găseşte la un moment dat în starea 1. Urmă-

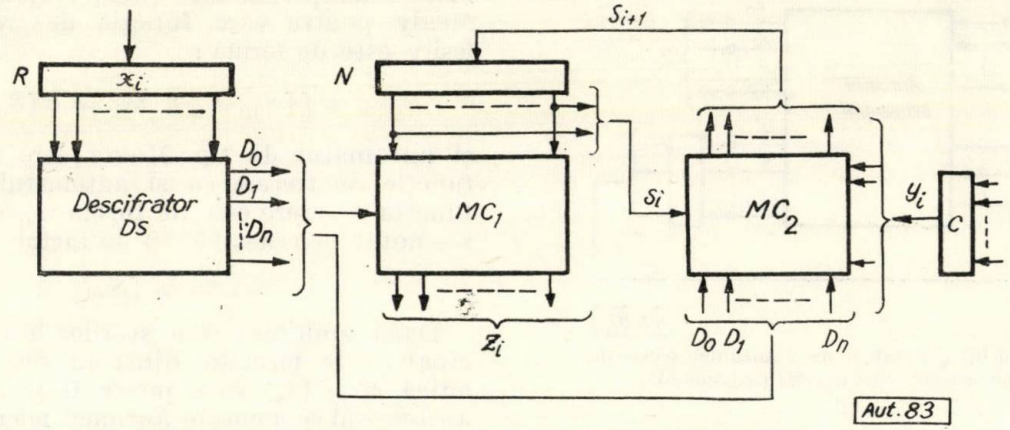


Fig. 4. Unitate de comandă microprogramată varianta I.

cît durează execuţia unui microprogram, starea x_i a intrărilor principale neschimbată. Conţinutul registrului R este decodificat de către decodificatorul DS ale cărui ieşiri D_i, $i = 0,1,\ldots$ $\ldots, n$ constituite intrări pentru reţelele combinaţionale MC_1 şi MC_2. La MC_1 tot ca intrări sînt considerate şi ieşirile de la registrul N care înlocuieşte elementele de întîrziere notate cu Δ în figura 3 şi ale cărui stări reprezintă stările interne S_i ale automatului. Ieşirile de la MC_1 generează semnalele de comandă spre BF; starea acestor ieşiri la un moment dat constituie ceea ce se numeşte o microinstrucţie. O microinstrucţie poate include comanda unei singure microoperaţii, cînd o singură ieşire de la MC_1 este selectată, sau comanda mai multor microoperaţii, cînd mai multe ieşiri de la MC_1 sînt selectate. Starea ieşirilor de la reţeaua combinaţională MC_2 reprezintă noua stare internă S_{i+1} a automatului din figura 3, iar dacă ne referim la figura 4 atunci această stare se obişnuieşte a se spune că reprezintă adresa microinstrucţiei următoare. Unele din adresele formate în MC_2 sînt condiţionate de către intrările y_i care depind de starea registrului de condiţii C. Starea registrului C poate fi modificată chiar de unele semnale generate de MC_1. Registrul N şi reţeaua combinaţională MC_2 sînt funcţional echivalente cu un generator de impulsuri ce comandă un distribuitor de nivele şi această organizare conduce la structura unităţii de comandă în care o ieşire a descifratorului codului operaţiei este legată conjunctiv cu ieşirile distribuitorului de nivele [6]. Cu toate că o astfel de UC prezintă o organizare logică ceva mai simplă, ea oferă un grad scăzut de flexibilitate şi este considerată ca fiind „rigidă" [7].

toarea stare se obţine prin deplasarea lui 1 spre stînga sau spre dreapta. Reţelele combinaţionale MC_1 şi MC_2 sînt realizate cu circuite logice integrate.

5. Varianta II

În această variantă nu se impune ca registrul R să-şi menţină neschimbat conţinutul pe întreaga perioadă a generării unui microprogram. Se recurge la o decodificare a stării registrului R printr-o cercetare în tacte succesive a fiecărei celule din registru. După un număr de tacte egal cu numărul celulelor din R, se va selecta o anumită ieşire. Această ieşire, care se menţine selectată numai un tact, va iniţia generarea unui microprogram propriu acelei ieşiri.

În figura 5 s-a reprezentat, sub forma unui graf, principiul decodificării registrului R. În nodurile grafului s-au trecut ca variabile logice celulele registrului (numai trei celule).

Decodificarea în această formă se reduce la un automat secvenţial la care stările celulelor din R în tacte succesive sînt considerate ca intrări ale automatului [3,9]. În funcţie de starea celulelor, automatul va trece printr-o anumită succesiune a stărilor interne, fiind în situaţia ca, din ultima stare internă, să treacă în acea stare internă din care urmează a se genera un microprogram specific stării decodificate. Pentru p celule în R sînt necesare 2^p-1 stări interne şi pentru selectarea unui microprogram automatul trebuie să treacă prin p stări interne. Modelul general al unui automat microprogramat în Varianta II este prezentat în figura 6. Sînt prevăzute în plus ieşirile Z_j,

$j = 0,1,\ldots,n-1$ care în tactul t_j fac ca o intrare a automatului să fie dată de starea celulei j din registrul R.

Schema logică a unității de comandă ce are ca model automatul din figura 5 este asemănătoare cu cea dată în figura 4, cu deosebirea că

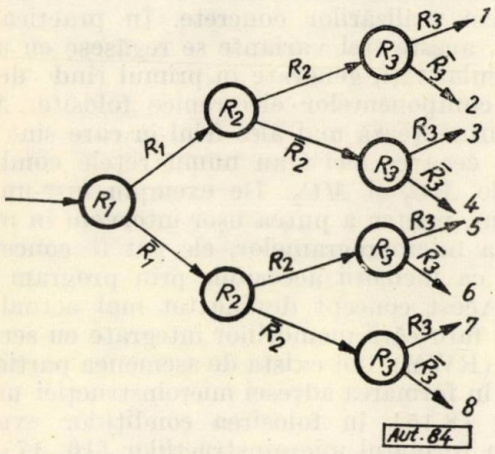


Fig. 5. Graful decodificării registrului R (R_1, R_2, R_3 — celulele registrului).

lipsește decodificatorul DS și, prin urmare, la MC_1 și MC_2 nu se mai aplică ca intrări ieșirile D_i. În MC_1 se va considera suplimentar inclusă o rețea combinațională aproximativ de aceeași complexitate ca și aceea corespunzătoare lui DS.

Făcînd o comparație între varianta I (fig. 3 și 4) și varianta II (fig. 6) se desprind următoarele concluzii:

— în varianta II, numărul stărilor interne ale automatului este mai mare ca în varianta I

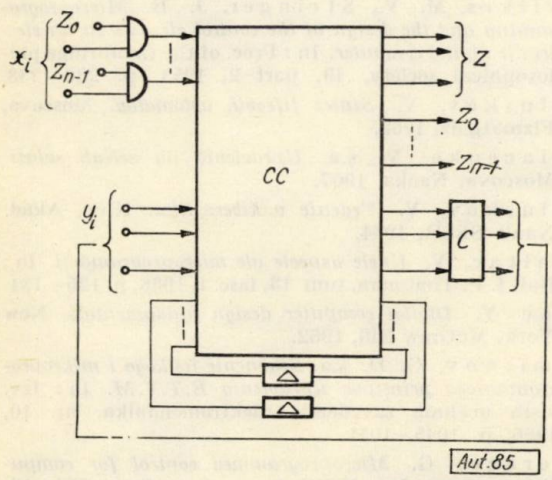


Fig. 6. Automat microprogramat varianta II.

cu cele necesitate în procesul de decodificare a stării registrului R; în schimb, partea combinațională apare mai simplă pentru că lipsesc intrările D_i;

— în varianta I, modificări ulterioare se introduc relativ greu pentru că MC_1 și MC_2 sînt mai complicate. Menționăm totuși că intrările D_i pot fi folosite în MC_1 și MC_2 și pentru ramificarea microprogramelor atunci cînd două sau mai multe microprograme folosesc aceeași succesiune de microinstrucții și în acest fel pot contribui la simplificarea lui MC_1 și MC_2;

— în privința timpului necesar pentru generarea aceluiași microprogram, varianta I este net superioară variantei II la care un număr de tacte sînt necesare decodificării stării intrărilor principale. Sub acest aspect, care de altfel este foarte important, varianta I este întotdeauna preferată.

6. Varianta III

La un calculator numeric cu program înmagazinat există un microprogram Π_0 pentru comanda microoperațiilor din ciclul de extragere a instrucției și un număr de microprograme Π_i egal cu numărul instrucțiilor, pentru comanda microoperațiilor din ciclul execuției

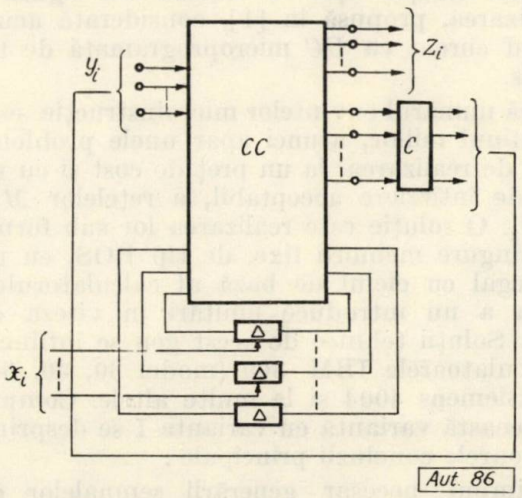


Fig. 7. Automat microprogramat varianta III.

[6,10]. După microprogramul Π_0 urmează un anume microprogram Π_i specific instrucției curente, apoi din nou Π_0 ș.a.m.d. Această înlănțuire de microprograme necesită ca, la sfîrșitul generării lui Π_i, starea $\mathfrak{X}_i$ a intrărilor principale să se schimbe în $\mathfrak{X}_0$ pentru care automatul generează microprogramul Π_0. În acest caz e posibil ca celulele registrului R din figura 4 să fie înlocuite chiar cu elementele de întîrziere a automatului, așa cum s-a indicat în figura 7. Pentru generarea lui Π_0, starea internă inițială trebuie să devină $S_0 = \mathfrak{X}_0$.

Structura logică a UC, concepută ca un automat microprogramat autonom cum este cel indicat în figura 7, este prezentată în figura 8. Menționăm că registrul N din figura 8 trebuie să conțină mai multe celule decît registrul R din figura 4, deoarece numărul total al stărilor registrului N trebuie acum să fie egal cu numărul microinstrucțiilor. În figura 8 s-a arătat că, la sfîrșitul microprogramului Π_0, în registrul N se va transfera din cuvîntul instrucție

partea ce formează codul operaţiei. Dacă stările registrului de condiţie C nu depind de microinstrucţia curentă, adică admitem o „distribuţie a deplasărilor vidă" [11], atunci stările

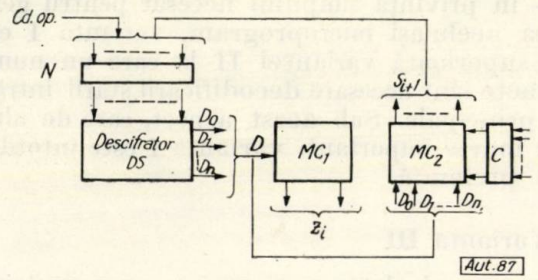


Fig. 8. Unitate de comandă microprogramată varianta III.

registrului C pot fi considerate ca stări de intrare independente.

Se recunoaşte uşor în schema din figura 7 organizarea, propusă în [1], considerată acum în mod curent ca *UC* microprogramată de tip Wilkes.

Dacă numărul cuvintelor microinstrucţie este de ordinul miilor, atunci apar unele probleme legate de realizarea, la un preţ de cost şi cu un timp de întîrziere acceptabil, a reţelelor MC_1 şi MC_2. O soluţie este realizarea lor sub forma unei singure memorii fixe, de tip ROS, cu un ciclu egal cu ciclul de bază al calculatorului, pentru a nu introduce limitări în viteza de calcul. Soluţii tehnice de acest gen se întîlnesc la calculatoarele IBM 360 (model 30, 40, 50) [17], Siemens 4004 şi la multe altele. Comparînd această variantă cu varianta I se desprind următoarele concluzii principale:

— timpul necesar generării semnalelor de comandă este practic acelaşi;

— în varianta I este posibilă reducerea numărului de microinstrucţii (respectiv de stări interne) identice ce se repetă în microprograme diferite; în varianta III, cu unele excepţii [12], acelaşi lucru se poate numai prin introducerea unor condiţii logice suplimentare care măresc registrul de condiţii *C*. În ambele variante, soluţia optimă se poate stabili numai cînd se cunoaşte exact configuraţia microprogramelor;

— varianta III este mai flexibilă, adică modificări ulterioare pot fi introduse relativ uşor;

— în privinţa echipamentului, varianta I are partea combinaţională mai simplă în timp ce varianta III necesită un număr mai mic de elemente de memorare. O apreciere mai exactă în acest sens este legată de configuraţia corectă a microprogramelor;

— datorită mai ales gradului sporit de flexibilitate, varianta III este adoptată astăzi din ce în ce mai mult pe măsură ce se obţin noi succese tehnologice în fabricarea memoriilor ROS.

7. Concluzii

În cele prezentate mai sus s-au discutat, în trăsăturile lor esenţiale, trei variante principale privind modul de organizare a *UC* într-un SPNAD. Acest lucru s-a făcut fără a ne referi la componentele electronice ce ar urma să stea la baza realizărilor concrete. În practica curentă, aceste trei variante se regăsesc cu unele particularităţi, generate în primul rînd de natura componentelor electronice folosite. Acestea influenţează mai ales felul în care sînt realizate ceea ce aici s-au numit reţele combinaţionale MC_1 şi MC_2. De exemplu, într-un caz extrem, pentru a putea uşor interveni în modificarea microprogramelor, ele pot fi concepute chiar ca memorii accesibile prin program [13, 14]. Acest concept devine tot mai actual datorită fabricării memoriilor integrate cu scriere-citire (RWM). Pot exista de asemenea particularităţi în formarea adresei microinstrucţiei următoare [8,15], în folosirea condiţiilor externe sau în formatul microinstrucţiilor [16, 17]. De toate acestea trebuie ţinut cont încă din primele faze ale proiectării.

Oricum, tratarea sistematică a unităţilor de comandă cu automate secvenţiale poate fi de un real ajutor în toate etapele proiectării. Procedînd astfel se obţine o descriere a unităţii de comandă prin mijloace formale, adică rezultă o metodă de sinteză ce permite trecerea la automatizarea proiectării logice a unităţii de comandă cu ajutorul calculatorului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wilkes, M. V., Stringer, J. B. *Microprogramming and the design of the control circuits in an electronic digital computer.* In: Proc. of the Cambridge philosophical society, 49, part 2, 1953, p. 230—238.

[2] Gluskov, V. *Sintez ţifrovîh avtomatov.* Moscova, Fizmatghiz, 1962.

[3] Diacenko, V. ş.a. *Upravlenia na seliah sviazi.* Moscova, Nauka, 1967.

[4] Gluskov, V. *Vedenie v kibernetiku.* Kiev, Akad. Nauk SSSR, 1964.

[5] Baltac, V. *Unele aspecte ale microprogramării.* In: Bul. I. P. Timişoara, tom **13**, fasc. 1, 1968, p. 125—134.

[6] Chu Y. *Digital computer design fundamentals.* New York, McGraw Hill, 1962.

[7] Smirnov, G. D. ş.a. *Sravnenie jestkogo i mikroprogrammnogo prinţipov upravlenia E.T.V.M.* In: Izv. vîşih ucebnîh zavedenii, Elektromehanika, nr. 10, 1966, p. 1045—1051.

[8] Gerace, G. *Microprogrammed control for computing systems.* In: IEEE trans. computers, EC-12, nr. 5, 1963, p. 733—747.

[9] Lazarev, V. G., Piil, E. *Sposob polucenia slojnogo algoritma putem obedinenia prostih algoritmov.* In: Energetika i avtomatika, nr. 3, 1962.

[10] Basarab, S. *Proiectarea logică a unui dispozitiv de comandă a ciclului major pentru un calculator de capacitate medie.* Probleme de automatizare, vol. **VI**, 1960, p. 25—38.

[11] Ianov, I. *O matricinih shem.* In: Doklad Akad. Nauk SSSR, vol. 113, nr. 2, 1957.

[12] Gluskov, V. *O primenenie abstraktoi teorii avtomatov dlia minimizații mikroprogramm.* In: Tehniceskaia kibernetika, nr. 1, 1964.
[13] Grasselli, A. *The design of program modifiable microprogrammed control units.* In: IEEE trans. computers, EC—11, 1962, p. 336—339.
[14] Kampe, T. *The design of a general purpose microprogram controled computer with elementary structure.* In: IRE trans. computers, EC—9, 1960, p. 208—213.
[15] Strugaru, C. *Mikrobefehls Steuerwerk mit Magnetkernen.* In: Elektronische Rundschau, nr. 8, 1968, p. 193—195.
[16] Flynn, M., MacLaren, M. *Microprogramming revisited.* Proc. of 22-nd nat. conf., Thomson Book Company, 1967, p. 457—464.
[17] Fagg, P. ş.a. *I.B.M. system/360 engineering.* Proc. AFIPS 1964 Fall joint comput. conf., vol. **28**, p. 205—231.

Fiz. POMPILIU NICOLAU, chim. EMILIA VĂRZARU, fiz. LIDIA RÎBCO şi tehnician GHEORGHE ANGHELEA

Termistoare cu coeficient termic pozitiv pentru protecția motoarelor electrice

Termistoarele cu coeficient termic pozitiv („PTC termistors" în terminologia engleză sau „Kaltleiter" — în cea germană) sînt rezistențe electrice a căror valoare variază extrem de rapid cu temperatura, într-un interval de temperatură definit ce depinde de tipul termistorului.

Spre deosebire de termistoarele obișnuite (cu coeficient termic negativ), caracteristica $R(T)$ la cele cu coeficient pozitiv are aspectul prezentat în fig. 1 [1], unde se poate vedea și comparativ diferența de comportare a celor două tipuri de termistoare. Pentru unele tipuri de termistoare, T_N se definește ca fiind temperatura pentru care $R_N^* = 2R_i$. Pentru termistoarele ce servesc la protecția motoarelor electrice, temperatura nominală se definește ca fiind temperatura la care termistorul atinge o rezistență de circa 550—600 Ω [1].

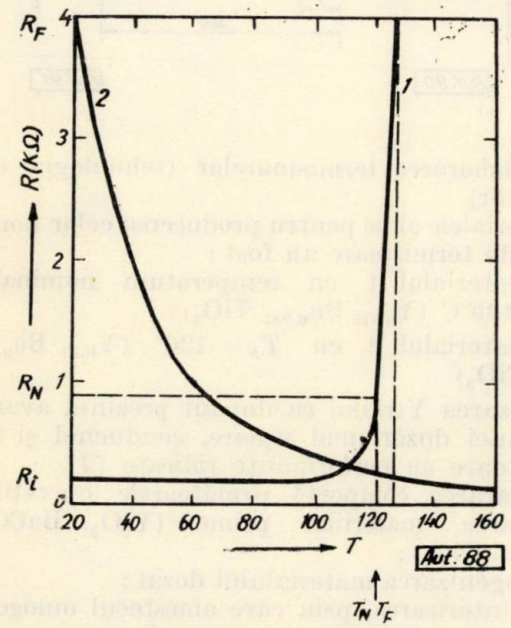


Fig. 1. Caracteristicile $R(T)$ pentru două termistoare produse de firma Siemens:
1 — termistor PTC; *2* — termistor NTC (obișnuit). Termistorul *1* e caracterizat prin mărimile R_i — rezistența inițială; R_N și T_N — rezistența și temperatura nominală; R_F și T_F — rezistența și temperatura finală

Coeficientul termic al rezistenței α_R este definit prin relația:

$$\alpha_R(T) = \frac{1}{R}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T} = \frac{\mathrm{d}(\ln R)}{\mathrm{d}T}, \qquad (1)$$

care se poate aproxima pe porțiunile liniare prin:

$$\alpha_R = \frac{\ln(R_2/R_1)}{T_2 - T_1}. \qquad (2)$$

Coeficientul termic (exprimat în %/°C), în domeniul temperaturilor vecine cu T_N, atinge în general valori de 25 — 35 %/°C), în timp ce, la termistoarele obișnuite (cu coeficient termic negativ), valoarea lui α nu depășește în general 6%/°C. Această sensibilitate deosebită la variațiile de temperatură, manifestată destul de brusc și urmînd după un larg domeniu de temperatură în care rezistența termistorului variază foarte puțin, a determinat găsirea unui larg cîmp de aplicații pentru aceste termistoare.

Una din utilizări este cea de traductor termic în dispozitivele de protecție a utilajelor care riscă accidente în cazul unei încălziri excesive.

La utilizarea termistoarelor în circuite cu relee trebuie avute în vedere anumite particularități ca: scăderea sensibilității în cazul cînd frecvența curentului ce trece prin termistor crește (fig. 2) și efectul de cîmp (valoarea rezistenței electrice depinde de cîmpul electric aplicat în cazul cînd acesta depășește 1,5 V/mm).

Pentru a evita aceste efecte, se recomandă ca termistoarele să fie utilizate în circuite de curent continuu și, de asemenea, tensiunile aplicate la borne să nu depășească 1,5 V/mm.

Materialul de bază utilizat la realizarea acestor termistoare este un material ceramic de

tip titanat (de Ba, Sr, Pb), dopat cu mici cantităţi de Y, La, Ce, Bi, datorită cărora, titanatul devine semiconductor.

Mecanismele ce stau la baza proprietăţilor deosebite ale acestor titanaţi semiconductori sînt

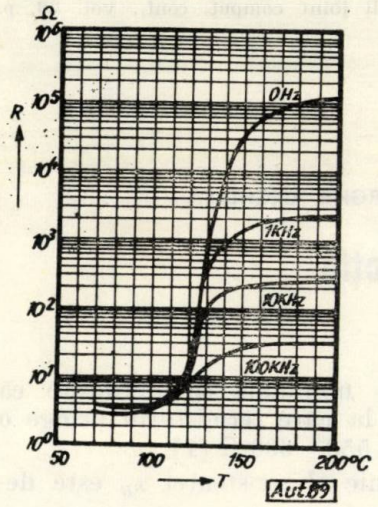


Fig. 2. Dependenţa de frecvenţa curentului de măsură a caracteristicii $R(T)$.

analizate în lucrările lui G. H. Jonker [2] şi W. Heywang [3]; de asemenea cercetările preparative efectuate prin diferite metode chimice sau ceramice sînt descrise în lucrările mai multor autori printre care citäm pe O. Saburi [4], P. K. Gallagher şi alţii [5], H. Sauer şi J. R. Fischer [6].

Aceste cercetări au condus la fabricarea pe scară industrială a termistoarelor cu coeficient termic pozitiv în unele ţări cu industrie electronică dezvoltată: R.F.G., Olanda, S.U.A., Japonia. În lucrarea de faţă ne referim la termistoarele fabricate de firma Siemens din R.F.G. deoarece, pe de o parte, catalogul acestei firme [1] furnizează date complete ce caracterizează termistoarele din toate punctele de vedere, iar pe de altă parte singurele mostre de termistoare accesibile au fost termistoarele Siemens.

Termistoarele sînt utilizate prin montarea unei pastile ceramice de titanat semiconductor la capetele a două fire terminale. În figura 3 este prezentat un termistor produs de firma Siemens (tipul C—521) [1]. În figură sînt indicate materialele utilizate pentru izolaţie, protecţie şi fire terminale, precum şi dimensiunile termistorului.

Pentru toate tipurile produse în prezent de Siemens în scopul protecţiei motoarelor electrice (C—621, C—721, C—821 şi C—822), forma şi geometria termistorului sînt aceleaşi; diferă doar materialul de izolaţie, protecţia sau rezistenţa iniţială. Elementul sensibil este o pastilă de titanat ceramic cu ∅ de 3 mm şi h de 1 mm [1]. Anterior acestora, firma Siemens a produs, şi mai comercializează încă, termistoare ce au ca element sensibil pastile alungite cu dimensiunile 10 mm × 3 mm × 1 mm (tip 3 UN 1014 sau N 4987 F—120).

Tendinţa actuală a producătorilor este de a miniaturiza termistoarele, micşorîndu-se astfel constanta de timp.

În lucrarea de faţă este prezentată realizarea a două tipuri de termistoare pentru protecţia motoarelor electrice. Lucrările de cercetare privind această problemă au fost efectuate în Institutul de fizică Bucureşti, la solicitarea I.C.P.E., urmărindu-se prin aceasta introducerea în tehnica motoarelor electrice a unor dispozitive de protecţie moderne şi cu mare siguranţă de funcţionare.

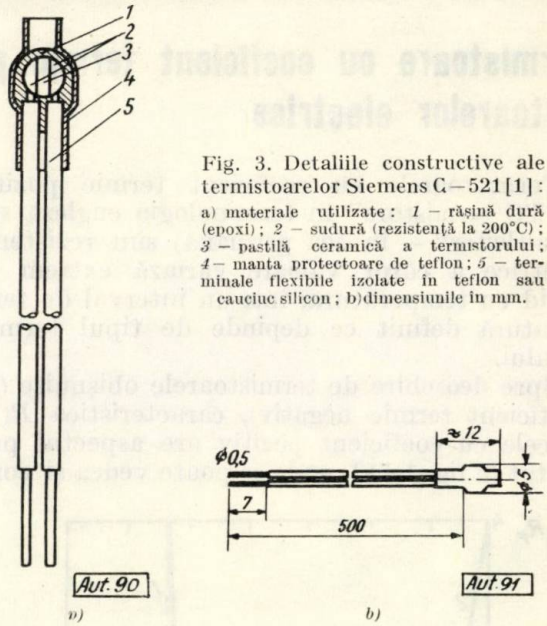


Fig. 3. Detaliile constructive ale termistoarelor Siemens C—521 [1]:
a) materiale utilizate: *1* — răşină dură (epoxi); *2* — sudură (rezistenţă la 200°C); *3* — pastilă ceramică a termistorului; *4* — manta protectoare de teflon; *5* — terminale flexibile izolate în teflon sau cauciuc silicon; b) dimensiunile în mm.

1. **Elaborarea termistoarelor** (tehnologia de laborator)

Materialele alese pentru producerea celor două tipuri de termistoare au fost:

— materialul 1 cu temperatura nominală $T_N = 130°C$ ($Y_{0,015}\,Ba_{0,985}\,TiO_3$);

— materialul 2 cu $T_N = 120°$ ($Y_{0.01}\,Ba_{0,97}\,Sr_{0.02}\,TiO_3$).

Utilizarea Ytriului ca dopant prezintă avantajul unei dozări mai uşoare, conducînd şi la termistoare cu performanţe ridicate [7].

Prepararea comportă următoarele operaţii:
a) dozarea materiilor prime (Y_2O_3, $BaCO_3$ $SrCO_3$ şi TiO_2);
b) omogenizarea materialului dozat;
c) presinterizarea, prin care amestecul omogen de oxizi şi carbonaţi a reacţionat la o temperatură de circa 1100°C formîndu-se titanatul;
d) măcinarea, prin care materialul presinterizat a fost adus în stare de pulbere fină;
e) presarea unor corpuri masive într-o presă izostatică;
f) sinterizarea corpurilor ceramice la o temperatură de 1400—1500°C;
g) tăierea corpurilor ceramice în plăcuţe de 3 mm × 4 mm × 1 mm^3.

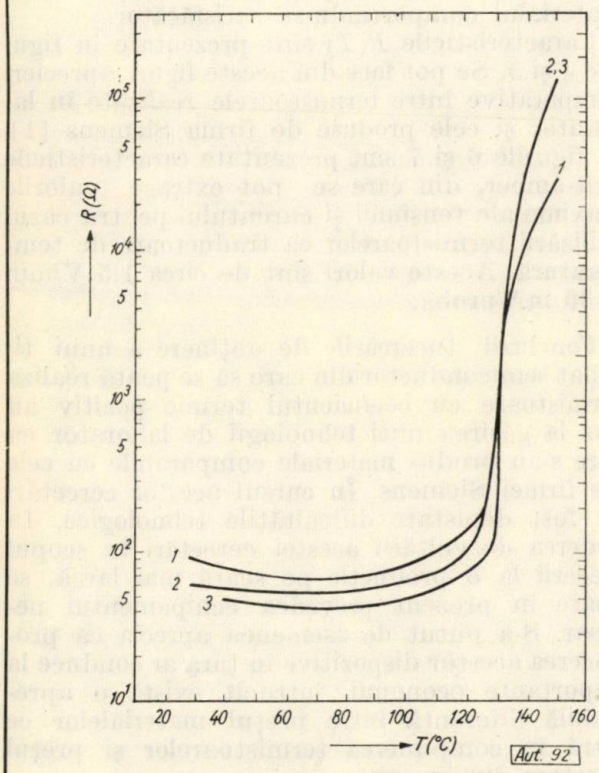


Fig. 4. Caracteristicile R = f(T) pentru termistoarele de tip 1 ($T_N = 130°C$):

1 – caracteristica medie pe 100 buc.; *2* – caracteristica celor mai bune probe realizate în IFB; *3* – caracteristica termistoarelor Siemens [1].

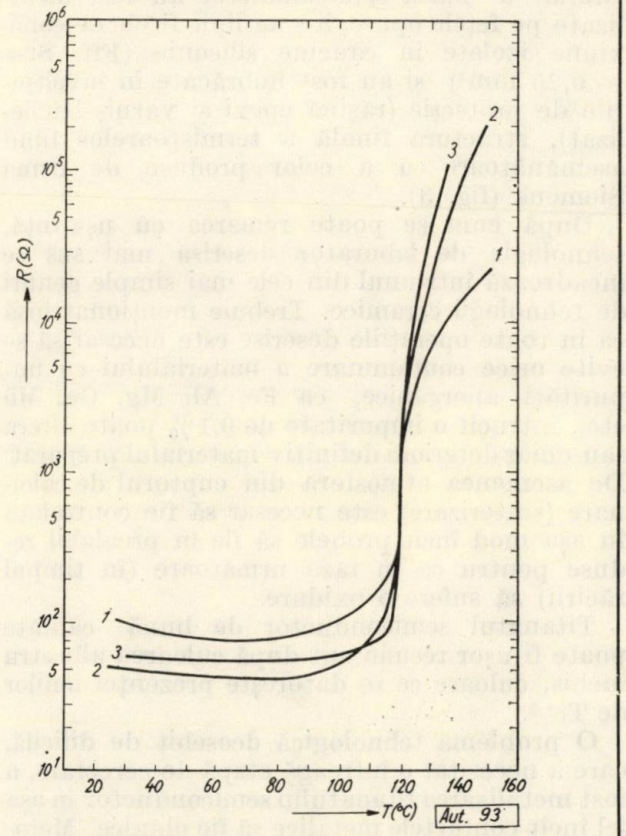


Fig. 5. Caracteristicile $R = f(T)$ pentru termistoarele de tip 2 ($T_N = 120°C$):

1 – caracteristica medie pe 100 buc.; *2* – caracteristica celor mai bune probe realizate în IFB; *3* – caracteristica termistoarelor Siemens [1].

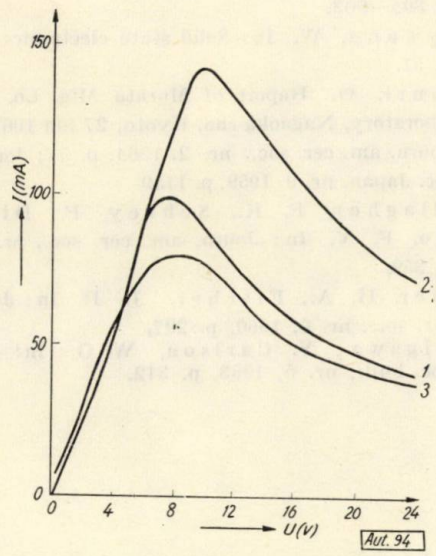


Fig. 6. Caracteristica volt-amper a termistoarelor de tip 1:

1 – în aer la 25°C; *2* – în ulei silicon AK–100 la 25°C; *3* – în ulei silicon AK–100 la 80°C.

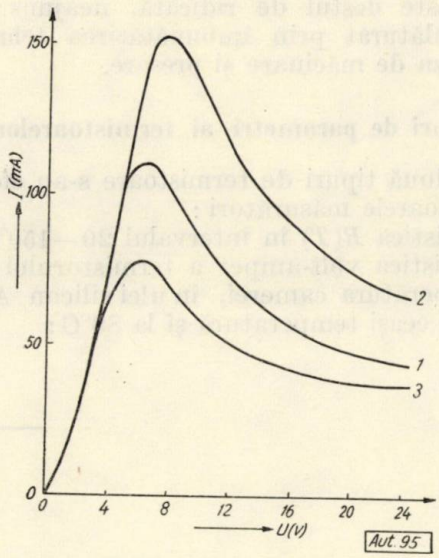


Fig. 7. Caracteristica volt-amper a termistoarelor de tip 2:

1 – în aer la 25°C; *2* – în ulei silicon AK–100 la 25°C; *3* – în ulei silicon AK–100 la 80°C.

După operaţiile descrise mai sus, plăcuţele de titanat de bariu semiconductor au fost metalizate pe feţele opuse, li s-au lipit firele de conexiune izolate în cauciuc siliconic (Fff. Si— — 0,75 mm²) şi au fost îmbrăcate în învelişurile de protecţie (răşină epoxi şi varniş bachelizat), structura finală a termistoarelor fiind asemănătoare cu a celor produse de firma Siemens (fig. 3).

După cum se poate remarca cu uşurinţă, tehnologia de laborator descrisă mai sus se încadrează într-unul din cele mai simple genuri de tehnologii ceramice. Trebuie menţionat însă că în toate operaţiile descrise este necesar să se evite orice contaminare a materialului cu impurităţi anorganice, ca Fe, Al, Mg, Cu, Mo etc., întrucît o impuritate de 0,1% poate altera sau chiar deteriora definitiv materialul preparat. De asemenea atmosfera din cuptorul de calcinare (sinterizare) este necesar să fie controlată în aşa mod încît probele să fie în prealabil reduse pentru ca în faza următoare (în timpul răcirii) să sufere o oxidare.

Titanatul semiconductor de bună calitate poate fi uşor recunoscut după culoarea albastru închis, culoare ce se datoreşte prezenţei ionilor de Ti^{+3}.

O problemă tehnologică deosebit de dificilă, care a necesitat o întreagă etapă de cercetare, a fost metalizarea titanatului semiconductor în aşa fel încît contactele metalice să fie ohmice. Metodele obişnuite de metalizare (cu pastă ce conţine Ag, Au, Pt. etc.) conduc la contacte redresoare cu rezistenţă mare.

În urma examenului microscopic la care au fost supuse corpurile ceramice realizate în laborator, s-a putut observa că porozitatea materialului este destul de ridicată, neajuns ce poate fi înlăturat prin îmbunătăţirea tehnologiei în faza de măcinare şi presare.

2. Măsurători de parametri ai termistoarelor

Pe cele două tipuri de termistoare s-au efectuat următoarele măsurători:
a) caracteristica $R(T)$ în intervalul 20—150°C;
b) caracteristica volt-amper a termistorului în aer la temperatura camerei, în ulei silicon AK — 100 la aceeaşi temperatură şi la 80°C;
c) s-a verificat rezistenţa la şocuri de tensiune de 24 V, funcţionarea după atingerea unei temperaturi de vîrf (185°C) pe timp scurt (15 min) şi funcţionarea pe timp lung (48 ore) la 155°C, materialul comportîndu-se satisfăcător.

Caracteristicile $R(T)$ sînt prezentate în figurile 4 şi 5. Se pot face din aceste figuri aprecieri comparative între termistoarele realizate în laborator şi cele produse de firma Siemens [1]. În figurile 6 şi 7 sînt prezentate caracteristicile volt-amper, din care se pot extrage valorile maxime ale tensiunii şi curentului pentru cazul utilizării termistoarelor ca traductoare de temperatură. Aceste valori sînt de circa 1,5 V/mm şi 30 mA/probă.

Concluzii. Încercările de obţinere a unui titanat semiconductor din care să se poată realiza termistoare cu coeficientul termic pozitiv au dus la găsirea unei tehnologii de laborator cu care s-au produs materiale comparabile cu cele ale firmei Siemens. În cursul acestor cercetări au fost depistate dificultăţile tehnologice. În vederea dezvoltării acestei cercetări în scopul trecerii la o producţie pe scară mai largă, se poate în prezent prevedea echipamentul necesar. S-a putut de asemenea aprecia că producerea acestor dispozitive în ţară ar conduce la importante economii, întrucît există o apreciabilă diferenţă între preţul materialelor ce intră în compunerea termistoarelor şi preţul acestora din import.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Kaltleiter Datenbuch 1970/1971*, Siemens AG.
[2] Jonker, G. H. In: Solid state electronics 7 (1964), p. 895—903.
[3] Heywang, W. In: Solid state electronics 3 (1961), p. 51.
[4] Saburi, O. Raport of Murata Mfg. Co. technical laboratory, Nagaoka-cho, Kyoto, 27 iun 1961, p. 132; Journ. am. cer. soc., nr. 2, 1964, p. 54; Journ. phys. soc. Japan, nr. 9, 1959, p. 1159.
[5] Gallagher, P. K., Schrey, F., Dimarcello, F. V. In: Journ, am. cer. soc., nr. 8, 1963, p. 359.
[6] Sauer, H. A., Fischer, J. R. In: Journ. am. cer. soc., nr. 6, 1960. p. 297.
[7] Ichigawa, Y. Carlson, W. G. In: Am. cer. soc. bull., nr. 5, 1963, p. 312.

NOTA

Ing. V. B. MUNTEANU

O metodă de sinteză a sistemelor automate liniare cu parametrii variabili în timp

Metoda de sinteză propusă urmează aceleaşi etape ca metoda lui Guillemin [3] pentru sistemele automate liniare staţionare :

— se determină funcţia de transfer a sistemului închis, plecînd de la specificaţiile impuse sistemului automat ;

— se determină funcţia de transfer corespunzătoare a sistemului deschis ;

— se construieşte o reţea de compensare, care împreună cu elementele obligate ale sistemului automat să dea funcţia de transfer impusă pentru sistemul deschis.

În cazul sistemelor automate liniare cu parametrii variabili în timp, elementele obligate intră de obicei în obiectul reglat.

1. Schema structurală a sistemului automat

Fie sistemul automat parametric din figura 1, unde :

x_i — mărimea de intrare ;
x_a — mărimea de acţionare ;
x_m — mărimea de execuţie ;
x_e — mărimea de ieşire.

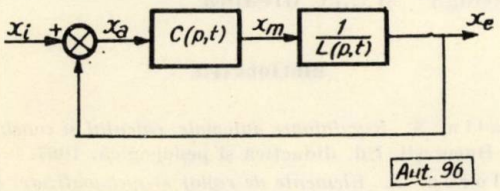


Fig. 1

În practică se va alege sistemul automat (fig. 1) complet staţionar.

2. Ipoteze

a) Ecuaţia diferenţială a obiectului comandat este de forma :

$$L(p, t)\, x_e(t) = x_m(t), \tag{1}$$

unde $L(p,t)$ este un operator diferenţial liniar de ordinul n :

$$L(p, t) = \sum_{i=0}^{n} a_i(t)\, p^i, \tag{2}$$

$p = \dfrac{d}{dt}$, iar $a_i(t)$ — funcţii cunoscute de timp.

b) $C(p, t)$ este un operator diferenţial liniar tot de ordinul n, care urmează a fi determinat, el caracterizînd reţeaua de compensare. Ecuaţia diferenţială a reţelei de compensare este de forma :

$$C(p, t)\, x_a = x_m. \tag{3}$$

c) Funcţia de transfer în circuit închis $Y_0(s)$ a sistemului automat din figura 1 este staţionară şi de ordinul n.

Funcţia de transfer în circuit deschis $Y(s)$ este dependentă de $Y_0(s)$ prin relaţia :

$$Y(s) = \frac{Y_0(s)}{1 - Y_0(s)} = \frac{C_1}{s^n + , \ldots , + b_1 s + b_0} \tag{4}$$

C_1 fiind o constantă.

Presupunem că funcţia de transfer $Y(s)$ este astfel aleasă încît toţi polii ei să fie reali şi simpli. Presupunerea făcută înlesneşte o alegere convenabilă a funcţiei de transfer $Y_0(s)$.

3. Sinteza circuitului de compensare

Ecuaţia diferenţială a legăturii directe a sistemului automat din figura 1, conform relaţiilor (1) şi (3), este :

$$L(p, t)\, x_e = C(p, t)\, x_a. \tag{5}$$

Pe de altă parte, potrivit ipotezei a treia avem :

$$x_e = \sum_{k=1}^{n} \frac{A_k}{p - \lambda_k} \cdot x_a, \tag{6}$$

unde $p = \dfrac{d}{dt}$, λ_k şi A_k sînt polii şi, respectiv, reziduurile funcţiei de transfer $Y(s)$.

Substituind relaţia (6) în (5) şi ţinînd cont de relaţia (2) rezultă :

$$C(p, t) = \sum_{i=0}^{n} \sum_{k=1}^{n} a_i(t)\, p^i \frac{A_k}{p - \lambda_k}. \tag{7}$$

Relaţia (7) a fost obţinută pe altă cale şi de A. Kirszenblat [4]. Explicitarea lui $C(p,t)$ însă, în lucrarea citată [4], este efectuată urmînd o cale care implică calcule laborioase şi introducerea unor noi noţiuni.

În acelaşi scop noi vom folosi un alt procedeu mult mai simplu.

Astfel, adunînd şi scăzînd la relaţia (7) suma dublă :

$$\sum_{i=0}^{n} \sum_{k=1}^{n} a_i(t) \cdot \lambda_k^i \cdot \frac{A_k}{p - \lambda_k} \tag{8}$$

rezultă :

$$C(p,t) = \sum_{i=0}^{n}\sum_{k=1}^{n} a_i(t) A_k \cdot \frac{p^i - \lambda_k^i}{p - \lambda_k} + \sum_{i=0}^{n}\sum_{k=1}^{n} a_i(t)\,\lambda_k^i \cdot \frac{A_k}{p - \lambda_k}. \quad (9)$$

Dar :

$$\frac{p^i - \lambda_k^i}{p - \lambda_k} = \sum_{j=0}^{i-1} \lambda_k^j \cdot p^{i-j-1} \quad (10)$$

şi

$$\sum_{i=0}^{n} a_i(t) \cdot \lambda_k^i = L(\lambda_k, t). \quad (11)$$

Atunci :

$$C(p,t) = \sum_{k=1}^{n}\sum_{i=0}^{n}\sum_{j=0}^{i-1} a_i(t) A_k \lambda_k^j \cdot p^{i-j-1} + \sum_{k=1}^{n} L(\lambda_k, t) \cdot \frac{A_k}{p - \lambda_k}. \quad (12)$$

Se poate demonstra uşor că :

$$\sum_{k=1}^{n} A_k \lambda_k^i = C_1 \cdot \delta_{j,n-1}, \quad (13)$$

unde $\delta_{j,n-1}$ este simbolul Kronecker.

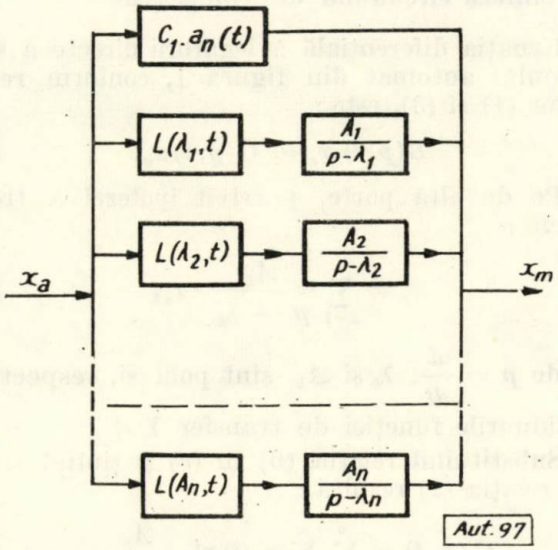


Fig. 2

Rezultă final următoarea expresie pentru reţeaua de compensare :

$$C(p,t) = C_1 \cdot a_n(t) + \sum_{f=1}^{n} L(\lambda_k, t) \frac{A_k}{p - \lambda_k}. \quad (14)$$

4. Interpretare (fig. 2)

Deci circuitul de compensare va fi realizat din gruparea în paralel a unor sisteme de ordinul întîi cu coeficienţi constanţi $\left(\frac{A_k}{p - \lambda_k}\right)$, precedate de amplificatoare cu amplificare variabilă.

5. Concluzii

1. Comparativ cu metoda de sinteză dată de Stubberud [7], metoda de sinteză folosită de noi are următoarele avantaje :

— reţeaua de compensare este mult mai simplă şi mai uşor realizabilă fizic ;

— metoda de sinteză propusă este mult mai economică deoarece foloseşte n generatori de funcţii, faţă de 2n generatori de funcţii în metoda Stubberud ;

— metoda de sinteză folosită de Stubberud impunea derivabilitatea coeficienţilor $a_i(t)$, $(i = 0,1,\ldots,n)$ de cel puţin n ori, în timp ce în metoda expusă coeficinţi $a_i(t)$ pot fi nederivabili.

2. Comparativ cu metoda lui Kirszenblat [4], metoda expusă de noi ajunge la acelaşi model ca al acestuia. Totuşi aparatajul matematic folosit de Kirszenblat este mult mai complicat decît al nostru, acesta făcînd apel la doi noi operatori p şi h, la noţiunea de împărţire „la stînga" şi „la dreapta", precum şi la împărţiri modificate „la stînga" şi „la dreapta".

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Regulatoare automate, calculul şi construcţia.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Florea, S. *Elemente de reglaj şi automatizare.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1966.

[3] Guillemin, E. A. *A summary of modern methods of network synthesis.* Advances in electronics, 1951.

[4] Kirszenblat, A. *Calcul opérationnel généralisé des systémes linéaires paramétriques.* In : Annales des télécommunications, nr. 11—12, 1969.

[5] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice*, vol. I. Bucureşti, Ed. Academiei, 1959.

[6] Solodov, A. V. *Lineinie sistemi avtomaticeskogo upravleniia s peremennimi parametrami.* Moscova, Fizmatghiz, 1962.

[7] Stubberud, A.R. *Linear time variable system synthesis techniques.* Din : Modern control systems theory, edit. C. T. Leondes. New York, McGraw-Hill, 1965.

[8] Zadeh, L. A., Desoer, A. *Linear system theory.* New York, McGraw-Hill, 1965.

RECENZII

C. Penescu şi colab. **Identificarea experimentală a proceselor automatizate.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1971, 374 p.

Problema abordată în această monografie ştiinţifică este de mare actualitate. Dintr-un punct de vedere general se poate afirma că în bună parte efortul oamenilor de ştiinţă, ca şi al tehnicienilor, constă în *identificarea unor procese* care au loc fie în natură, fie în instalaţiile tehnice. De aceea, abordarea acestei tematici are un cadru larg. În acelaşi timp trebuie să arătăm că autorii se preocupă în principal de identificarea proceselor automatizate, problemă care în ultimul timp a căpătat o amploare deosebită, nenumărate sisteme tehnice şi biologice fiind astăzi descrise prin scheme cunoscute din studiul sistemelor automate.

Autorii sînt binecunoscuţi, atît publicului de specialitate cît şi unor cercuri mai largi, prin studiile publicate anterior, unele referitoare la sistemele automate, altele privind sistemele în general, respectiv identificarea proceselor, sistemele cu autoadaptare etc. Prof. univ. dr. ing. C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, este şeful şi creatorul şcolii româneşti de automatică, fiind autorul a numeroase studii de specialitate publicate în ţară şi peste hotare.

Ca o caracteristică generală a lucrării se poate afirma că ea reuşeşte să sintetizeze principalele rezultate obţinute pe plan mondial; ea reflectă, de asemenea, numeroase contribuţii originale ale autorilor.

Obiectivul principal urmărit este identificarea proceselor industriale, domeniu în care s-au înregistrat în ultimul timp progrese importante. Pentru a optimiza un proces, este necesar ca în prealabil să fie stabilit modelul sistemului, deci apare indispensabilă operaţia de identificare. Rezultă imediat importanţa practică a acestei lucrări, care răspunde unor preocupări de cea mai mare actualitate economică pe plan naţional.

Cartea conţine 10 capitole. În primul se prezintă caracteristicile funcţionale ale instalaţiilor automatizate, se defineşte conceptul de identificare şi se arată succint care este obiectul identificării ca şi unele din metodele utilizate.

Capitolul 2 studiază principiile determinării experimentale a caracteristicilor statice şi dinamice ale instalaţiilor automatizate. După ce se dă o clasificare a metodelor experimentale de identificare, se arată care sînt metodele utilizate în cazul caracteristicilor statice şi care în cazul caracteristicilor dinamice. Se studiază metode de identificare utilizînd semnale de probă, mărimi din funcţionarea normală şi modele ajustabile.

Un capitol aparte, al 3-lea, este rezervat determinării caracteristicilor dinamice folosind semnale de probă neperiodice. După ce se dau indicaţii privind tipurile de semnale neperiodice adecvate scopului propus, se arată cum se poate determina experimental funcţia pondere şi funcţia indicială, cum se analizează datele înregistrate şi cum din datele experimentale se poate deduce modelul matematic corespunzător.

Următoarele trei capitole abordează problema determinării dinamice utilizînd semnale de probă periodice, semnale de probă aleatorii şi mărimile din funcţionarea normală. În toate aceste capitole se urmează în general metodologia descrisă în capitolul 3, respectînd însă, în fiecare caz, specificitatea metodei studiate.

Capitolul 7 se referă la determinarea caracteristicilor statice prin metoda experimentului factorial. Este vorba de o metodă activă, în care diferitele mărimi de intrare sînt variate în mod forţat, observînd efectul produs asupra ieşirilor. Se studiază în detaliu metoda experimentului ortogonal, descriindu-se în detaliu experimentele ortogonale la două şi trei nivele. Este meritul lucrării de a da suficiente detalii privind aceste chestiuni, aşa încît ele să poată interesa pe oricine planifică experienţe de acest gen — de exemplu şi pe psihologi, fiziologi etc.

Determinarea caracteristicilor statice prin metoda regresiei multiple formează obiectul capitolului 8. Se studiază astfel determinarea caracteristicilor statice ale unui proces cu o singură intrare, pentru care se analizează influenţa perturbaţiilor asupra preciziei, ca şi influenţa întîrzierilor asupra preciziei, după care se trece la studiul sistemelor cu mai multe intrări.

Capitolul 9 este dedicat identificării proceselor utilizînd modele ajustabile. După ce se arată care sînt modelele ajustabile utilizate şi care sînt principiile generale care stau la baza metodei, se trece la unele metode extrem de moderne, cum sînt cele bazate pe analizoare automate de spectre — aparate descrise în partea respectivă din monografie. În continuare se descriu modele ajustabile folosind dezvoltarea caracteristicii de frecvenţă după un sistem de funcţii ortogonale, modele adaptive folosind funcţiile de sensibilitate ale parametrilor etc.

Ultimul capitol se referă la modele instruibile utilizînd metoda aproximaţiilor stochastice. Se dau algoritmi de minimizare ai funcţiei criteriu, metode efective de determinare a caracteristicilor statice şi dinamice, ca şi de identificare a instalaţiilor automatizate cu parametri distribuiţi. Capitolul se încheie cu unele considerente privind utilizarea modelelor instruibile.

Pentru a caracteriza întreaga lucrare trebuie arătat că ea reuşeşte în mod fericit să armonizeze două tendinţe adesea contrarii: un nivel înalt şi o prezentare accesibilă, didactică, nepierzîndu-se de loc din vedere obiectivul propus şi anume identificarea unor procese industriale. Numeroase tabele sinoptice sînt bine venite, uşurînd cititorului obţinerea unei viziuni sintetice asupra diferitelor metode propuse.

Fără nici o îndoială, această monografie este o foarte izbutită tentativă de a pune la dispoziţia specialiştilor din ţara noastră o informaţie amplă, modernă, bine sistematizată, privind identificarea proceselor automatizate.

Aşa cum rezultă din consultarea bibliografiei, autorii urmăresc mai de mult timp problema identificării sistemelor, publicînd anterior diverse studii în acest domeniu.

Semnalăm pentru originalitatea lor, printre altele, metodele de identificare cu semnale aleatorii, metodele statistice de identificare a proceselor staţionare, metodele folosind semnale treaptă periodicizate, utile în cazul sistemelor neliniare, metodele bazate pe modele instruibile.

Lucrarea se adresează inginerilor automatişti, celor care se interesează de sisteme, unor doctoranzi şi studenţi care se preocupă de identificarea sistemelor. Ea poate fi utilă şi celor care lucrează în domeniul ştiinţelor naturii, căutînd a identifica sisteme automate — în particular medicilor, fiziologilor şi psihologilor.

Edmond Nicolau

A. Vătăşescu, H. Sinnreich, St. Gavăt, R. Stere, R. Piringher. **Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1971, 411 p.

Dezvoltarea industriei constructoare de echipamente electronice cu dispozitive semiconductoare, cum şi folosirea pe scară tot mai mare în toate ramurile industriei noastre socialiste a acestor echipamente pentru măsură, control, comandă automată etc., justifică întrutotul preocuparea Editurii tehnice de a edita în continuare lucrări privind circuitele electronice folosite în industrie.

Lucrarea la care ne referim se înscrie pe această linie şi ea atacă obiective principale şi anume: prezentarea conceptelor fundamentale ale transistoarelor bipolare şi monopolare ca elemente active în amplificatoarele şi oscilatoarele electronice moderne, precum şi analiza soluţiilor tehnice actuale de realizare a amplificatoarelor şi oscilatoarelor întîlnite în aparatura electronică industrială, cu recomandări pentru proiectarea acestor circuite.

Primul obiectiv este realizat în capitolele 1—3. Astfel în capitolul 1 se studiază în detaliu parametrii de semnal mare, regimurile de funcţionare, limitările în funcţionare, circuitele de polarizare, stabilitatea punctului de funcţionare static şi circuitele de compensare termică la transistoare.

În capitolul 2 se prezintă proprietăţile fundamentale ale celor mai răspîndite tipuri de transistoare unipolare şi anume transistoarele cu efect de cîmp (EFT).

În capitolul 3 se examinează succint problema zgomotului transistoarelor la amplificatoarele de semnal mic.

Amplificatoarele de semnal mic, din punctele de vedere constructiv, funcţional şi al performanţelor acestora, sînt tratate în capitolele 4 şi 5 ale lucrării.

Amplificatoarele de curent continuu cu cuplaj direct şi cu modulare-demodulare fac obiectul capitolelor 6 şi 7.

În capitolul 8 se prezintă modalităţile de utilizare a amplificatoarelor de curent continuu ca amplificatoare operaţionale, studiindu-se circuitele operaţionale pentru obţinerea dependenţelor directe dintre semnalul de la ieşire şi semnalul de la intrare, liniare şi neliniare.

După studiul amplificatoarelor de putere prezentat în capitolul 9, se tratează principalele tipuri de oscilatoare sinusoidale. În acest ultim capitol, după ce se definesc factorii care determină stabilitatea frecvenţei oscilatoarelor, se descriu oscilatoarele LC, RC cu una şi două bucle de reacţie şi sînt prezentate oscilatoarele complexe.

Fiecare capitol al lucrării este însoţit de o bibliografie amplă, la zi.

Făcînd o apreciere de ansamblu a acestei lucrări, trebuie să constatăm cu satisfacţie că autorii au reuşit să prezinte principalele probleme legate de structuri şi principiile de bază ale proiectării şi construcţiei amplificatoarelor şi oscilatoarelor cu transistoare moderne, printre care şi unele circuite electronice cu circuite integrate.

Lucrarea prezintă fără îndoială un ghid preţios pentru inginerii electronişti din institutele de cercetare şi proiectare, pentru inginerii din industrie, pentru studenţii facultăţilor de specialitate şi tehnicienii cu pregătire ridicată.

S. Florea

L. Zamfirescu, I. Oprescu. **Automatizarea cuptoarelor industriale**. Bucureşti, Ed. tehnică, 1971, 387 p.

Una dintre principalele schimbări calitative în industria românească în cincinalul actual şi în cele viitoare, caracteristică procesului de construire a societăţii socialiste multilateral dezvoltate, o constituie automatizarea şi cibernetizarea proceselor de producţie în toate ramurile industriale.

Pe această linie se înscrie automatizarea procesului de încălzire, componentă principală a proceselor tehnologice din multe ramuri industriale.

Cuptoarele de încălzire moderne sînt agregate termoenergetice complexe, care trebuie să asigure performanţe stricte ale procesului de încălzire în cadrul diverselor tehnologii. Ele au domenii de utilizare largi şi variate în diferitele ramuri industriale : industria metalurgică, industria constructoare de maşini, industria chimică şi cea a materialelor de construcţie, industria uşoară.

Lucrarea „Automatizarea cuptoarelor industriale", tratînd automatizarea procesului de încălzire în cuptoarele industriale, vine să umple un gol resimţit în literatura românească de specialitate, cu atît mai mult cu cît, pe lîngă dotarea industriei noastre cu aparate termice complexe, ţara noastră este producătoare de cuptoare de încălzire.

Se remarcă în primul rînd concepţia modernă a autorilor asupra cuptorului de încălzire ca agregat termoenergetic cu caracteristici şi funcţiuni generale, care, sub o formă particulară, se regăsesc la orice tip de cuptor industrial.

Ca urmare, în primele trei capitole ale lucrării se prezintă cuptorul de încălzire ca obiect de automatizare, principalele sale caracteristici dinamice şi statice, şi se face analiza influenţei elementelor constructive şi funcţionale ale acestuia (sursa de căldură, zidăria, elementele sensibile etc.) asupra acestor caracteristici.

Automatizarea cuptoarelor este tratată în două capitole, după tipul de energie utilizată pentru încălzire : cuptoare cu combustibil şi cuptoare electrice cu rezistenţe.

În capitolul 4 se prezintă automatizarea cuptoarelor cu combustibil. Se tratează reglarea mărimilor specifice care definesc regimurile caracteristice ale agregatelor (termic, de ardere a combustibilului, gazodinamic), iar apoi se analizează unele probleme specifice ale automatizării acestor cuptoare. În final se prezintă aparatura de automatizare utilizată, în special cea românească, şi schemele de reglare a principalelor tipuri de cuptoare din industria metalurgică şi constructoare de maşini.

În continuare, capitolul 5 cuprinde automatizarea cuptoarelor electrice cu rezistenţe, punîndu-se accentul pe problema principală şi anume reglarea discontinuă şi semicontinuă a temperaturii. După ce se prezintă metodele de variere a puterii electrice a cuptoarelor, se tratează pe larg reglarea bipoziţională şi tripoziţională a temperaturii, factorii care influenţează calitatea reglării şi metodele de îmbunătăţire a acesteia. În continuare se prezintă reglarea semicontinuă PD şi PID, factorii care influenţează calitatea, alegerea dispozitivelor de reacţie termică. În final se dau exemple de regulatoare industriale şi de cuptoare automatizate.

Capitolele 6 şi 7 sînt destinate alegerii, amplasării şi condiţiilor generale de utilizare a aparaturii de automatizare pentru cuptoarele industriale. Alegerea regulatoarelor şi organelor de execuţie este tratată în capitolul 6. Se arată criteriile specifice de alegere a regulatoarelor, domeniile de utilizare, după care se dau mai multe exemple semnificative de alegere a regulatoarelor pentru reglarea parametrilor cuptoarelor. În capitolul 7 este tratată pe larg aparatura de măsură şi control al parametrilor cuptoarelor, condiţiilor generale de amplasare şi montare pentru a se asigura precizia şi reproductibilitatea măsurătorilor şi se dau exemple de scheme de control automat al unor tipuri de cuptoare.

Capitolul 8 este destinat protecţiei automate a cuptorului.

În capitolul final 9 se tratează aproximarea procesului de încălzire în cuptoarele industriale. Se prezintă caracteristicile statice cu aspect extremal care justifică această reglare, tipurile de regulatoare extremale folosite, corelarea buclelor de reglare şi optimizare, alegerea dispozitivelor de optimizare; se exemplifică pe unele tipuri de cuptoare. În încheiere se face o introducere în automatizarea complexă a agregatelor de încălzire, tratîndu-se unele aspecte ale utilizării calculatoarelor pentru controlul şi conducerea procesului de încălzire.

Lucrarea se caracterizează printr-un spirit analitic de tratare a fenomenelor, prin claritatea prezentării şi concluzii cu finalitate practică în ceea ce priveşte construcţia cuptoarelor şi alegerea aparaturii de automatizare. Rezultatele experimentale, exemplificarea calculelor, particularizarea elementelor generale la diferite tipuri de cuptoare, sînt de natură să asigure larga utilizare a lucrării.

Lucrarea se adresează specialiştilor din diverse domenii de activitate legate de proiectarea şi exploatarea cuptoarelor moderne : constructori de cuptoare, ingineri tehnologi din ramurile industriale care exploatează astfel de utilaje, automatişti din proiectare şi exploatare; de asemenea o considerăm utilă pentru studenţii de la facultăţile de profil corespunzător.

S. Florea

DOCUMENTARE

Transistoare planar-epitaxiale de medie putere ROS—03, ROS—04 (nou produs românesc omologat)

Transistoarele ROS—03, ROS-04 sînt transistoare planar epitaxiale NPN cu siliciu, de medie putere, pentru utilizărigenerale.

Proiectarea acestor dispozitive a urmărit ideea realizării unui transistor de medie putere cu aplicaţii foarte largi; în acest scop s-a ales o geometrie de dispozitiv şi un profil de impurităţi care să ducă la obţinerea unor parametri electrici care să permită acoperirea unui mare număr de tipuri de transistoare NPN, de medie putere. S-a considerat că pentru a obţine un astfel de transistor capabil să înlocuiască în scheme un număr considerabil de tipuri străine, este necesar să se realizeze în primul rînd o gamă largă a parametrilor statici (tensiuni de străpungere, cîştig în curent etc.), iar parametrii dinamici să prezinte valori care să permită un domeniu larg de aplicaţii.

În primul rînd, pentru a obţine un transistor de medie putere larg utilizabil a fost necesar să se asigure un curent maxim de colector suficient de ridicat : 500 mA. Acest curent este asigurat de geometria emitorului. Pentru a realiza o injecţie suficient de ridicată, perimetrul emitorului trebuie să fie cît mai mare şi, în acelaşi timp, pentru a obţine caracteristici dinamice bune (capacitate de tranziţie, frecvenţă de tranziţie) ariile joncţiunilor emitor-bază şi bază-colector trebuie să fie destul de mici. Satisfacerea ambelor condiţii într-un grad acceptabil s-a realizat folosind un emitor în formă de rozetă cu 8 dinţi, avînd diametrul cercului exterior de 150 μ, diametrul cercului interior de 110 μ, iar lăţimea dintelui măsurată pe cercul exterior de 14 μ. Emitorul realizat astfel prezintă un perimetru suficient de mare pentru a injecta curent în condiţii normale, pînă la $I_C = 500$ mA, fără ca transistorul să-şi deformeze caracteristicile şi să devină inutilizabil. Dependenţa posibilităţii de injecţie de perimetrul emitorului şi mai puţin de aria acestuia derivă din cunoscutul fenomen de autoaglomerare, care face ca de la un anumit nivel de injecţie, din cauza căderilor de tensiune transversal în regiunea activă a bazei, regiunea periferică a emitorului să fie aceea care injectează practic toţi purtătorii minoritari în bază, iar regiunea centrală o parte infimă din aceşti purtători. Rezultă că pentru aceleaşi arii, emitorii cu forme geometrice diferite vor putea injecta curent cu atît mai mare cu cît perimetrul este mai mare.

Baza transistorului este circulară şi are diametrul 210μ, ceea ce face ca pentru rezistivităţi de colector obişnuite, şi pentru adîncimi obişnuite ale joncţiunii bază-colector, capacitatea joncţiunii bază-colector ($C_{b,c}$), care determină capacitatea de reacţie pentru montajul cu emitor comun, să fie sub 4 pF. Ariile mici de emitor şi bază, combinate cu o grosime de bază suficient de mică şi cu o rezistenţă serie de colector redusă, dată de structura epitaxială, duc la obţinerea unei frecvenţe de tranziţie suficient de mari (>200 MHz), la $I_C = 10$ mA şi $V_{CE} = 5$ V.

Funcţie de rezistivităţile de colector şi de grosimile de bază folosite, se obţin tensiuni de străpungere colector-emitor (V_{CEo}) peste 20 V, stabilindu-se clasa ROS—03 cu $V_{CEo} = 20—40$V, iar clasa ROS—04 cu $V_{CEo} > 40$V, la $I_C = 2$mA. Gama largă de utilizări este asigurată şi printr-o gamă largă de cîştiguri de curent. S-au stabilit 4 clase *A*, *B*, *C*, *D* de cîştig, fiecare clasă realizîndu-se printr-o alegere corespunzătoare a profilului de difuzie. Structura epitaxială duce la obţinerea unei tensiuni de saturaţie colector-emitor (V_{CEsat}) suficient de reduse.

Frecvenţa de tranziţie ridicată, capacitatea mică de reacţie şi tensiunea de saturaţie redusă asigură transistorului o bună comportare în comutaţia de viteză medie.

Transistoarele ROS—03, ROS—04 sînt concepute ca transistoare de putere medie, deci pe capsule adecvate (TO—5 sau TO—39). Măsurătorile de rezistenţă termică pe exemplarele în TO—5 au indicat $R_{thja} < 0{,}22$°C/mW, în timp ce pentru transistoarele în TO—39, $R_{thja} < 0{,}20$°C/mW. La cererea beneficiarilor, structurile pot fi încapsulate şi pe TO—18, obţinîndu-se transistoare de putere mică (360 mW) şi utilizări generale.

Dăm mai jos principalii parametri din foaia de catalog a transistoarelor ROS—03, ROS—04 (capsulă TO—39).

Valori limită absolute ($T_A = 25$°C)

		ROS—03		ROS—04	
Tensiune colector — bază	V_{CBo}	20		40	V
Tensiune emitor—bază	V_{EBo}		6		V
Tensiune colector — emitor	V_{CEo}	20		40	V
Curentul de colector	I_C		500		mA
Puteria totală disipată	P_D				
$T_A = 25$°C			0,75		W
$T_C = 25$°C			3		W
Temperatura joncţiunii	T_j		175		°C
Temperatura de stocare	T_s		−55 . . . +175		°C
Rezistenţa termică joncţiune—ambiant	R_{thja}		0,200		°C/mW
Rezistenţa termică joncţiune-capsulă	R_{thjc}		0,058		°C/mW

Caracteristici statice ($T_A = 25$°C)

Curentul rezidual de colector					
$T_A = 25$°C	I_{CBo}	0,5 (<100)			nA
$V_{CB} = 20$V					
$T_A = 150$°C		0,5(<10)			µA
$T_A = 25$°C				0,5(<100)	nA
$V_{CB} = 40$V					
$T_A = 150$°C				0,5(<10)	µA
Curentul rezidual de emitor	I_{EBo}				
$V_{EB} = 5$V; $I_C = 0$			0,1(<20)		nA
Tensiunea de străpungere colector — emitor	V_{stCEo}				
$I_C = 2$mA; $I_B = 0$		>20		>40	V
Tensiunea de străpungere emitor — bază	V_{stEBo}				
$I_E = 10$ µA; $I_C = 0$			> 6		V
Tensiunea de saturaţie colector — emitor	V_{CEsat}				
$I_C = 10$ mA; $I_B = 1$ mA			0,05(<0,4)		V
$I_C = 100$ mA; $I_B = 10$ mA			0,4(<0,7)		V

Tensiunea de saturaţie emitor — bază	V_{BEsat}					
$I_C = 150$ mA ; $I_B = 15$ mA			0,93(<1)			V
Factorul static de amplificare în curent	h_{21E}	*A*	*B*	*C*	*D*	
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 0{,}1$ mA		—	>20	>40	>60	
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 0{,}1$ mA ; $T_A = -40$°C		—	10	20	30	
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 10$ mA		30—90	80—150	130—270	220—450	
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 150$ mA*		20—110	75—180	120—330	200—550	
$V_{CE} = 1$V ; $I_C = 150$ mA*		>15	>30	>50	>100	
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 500$ mA*		—	>15	>25	>50	
Caracteristici dinamice $T_A = 25$°C						
Frecvenţa de tranziţie	f_T					
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 10$ mA ; $f = 100$ MHz			350(>200)			MHz
Capacitatea de tranziţie a colectorului	C_{TC}					
$V_{CB} = 10$V ; $I_E = 0$; $f = 1$MHz			2,3(<4)			pF
Factorul de zgomot	NF					
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 0{,}2$ mA ; $R_G = 2$KΩ $f = 1$ kHz ; $\Delta f = 200$ Hz			4,5(<12)			dB
Parametrii hibrizi în montaj EC						
$V_{CE} = 5$V ; $I_C = 1$ mA ; $f = 1$ kHz		*A*	*B*	*C*	*D*	
Raport de transfer direct în curent	h_{21e}	45 (20—85)	80 (55—135)	150 (90—245)	280 (160—440)	
Impedanţa de intrare	h_{11e}	1,3 (0,7—2)	2,2 (1,5—3)	4,5 (2,5—6,4)	7,5 (4,5—12)	kΩ
Raportul de transfer invers în tensiune	h_{12e}	1,5	2	3,5	4	$x10^{-4}$
Admitanţa de ieşire	h_{22e}	<20	<30	<40	<50	μA/V

Geometria originală a transistorului ROS—03,04 a fost brevetată de autorul acestei note, invenţia fiind în curs de valorificare la I.P.R.S. — Băneasa.

Gh. Grădinaru

* Măsurători făcute în impulsuri.

Calculator de birou într-un singur circuit integrat MOS/LSI

Expoziţia ,,MICRONICA 71'', organizată între 4 şi 10 octombrie 1971 la Budapesta, a lansat, printre alte rezultate de vîrf în domeniul electronicii, calculatorul de birou cu patru operaţii într-un singur circuit integrat TNS 1802 NC, realizat de firma TEXAS INSTRUMENTS (S.U.A.).

Circuitul integrat este realizat în tehnologia MOS/LSI (*M*etat — *O*xide — *S*emiconductor/*L*arge *S*cale *I*ntegration) şi încorporează în el următoarele blocuri:

— o memorie moartă-program de 3520 biţi;
— o memorie cu acces aleatoriu de 182 biţi;
— o unitate logică aritmetică;
— decodoare programabile de ieşire, control şi timp.

Calculatorul face adunări, scăderi, multiplicări şi împărţiri. Operaţiile pot fi efectuate fie în lanţ, fie cu constante. Aceste două moduri de lucru sînt exclusive şi se selectează cu ajutorul unui comutator.

Calculatorul (circuitul integrat) TMS 1802 NC a fost conceput să lucreze cu foarte puţine componente externe. Astfel, prin utilizarea unei tehnici de baleiaj, tastatura (claviatura) poate fi o simplă matrice de comutatoare. Codarea este făcută intern de către circuitul integrat.

De asemenea, el a fost conceput ca să lucreze cu elemente de afişare cu segmente pe bază de diode luminescente, pentru care este prevăzută decodarea totală.

Circuitul integrat TMS 1802 NC este o implementare particulară a unei matrice de bază de transistoare MOS.

Această matrice de bază este astfel concepută încît să se poată realiza, la cerere, caracteristici operaţionale diferite numai prin modificarea ultimei măşti de fabricaţie (la această masă modificîndu-se blocul de memorie moartă-program şi cele de decodare, de control şi de timp).

Pentru scurtarea timpului de răspuns al fabricantului de circuite integrate, în cazul elaborării ,,la cerere'' a unei anumite structuri, au fost elaborate programe de verificare a proiectului clientului şi de tăiere automată a desenului măştii (pe materialul special cunoscut sub nume de ,,rubilith'').

Circuitul integrat TMS 1802 NC este montat în capsula de masă plastică cu 28 de picioare ,,dual-in-line''.

Este interesant de menţionat evoluţia în timp a gradului de integrare al calculatorului de birou la firma TEXAS INSTRUMENTS:

— 1969 — 100 (aproximativ) circuite integrate bipolare (TTL);
— 1970 — 4 circuite integrate MOS/LSI;
— 1971 — 1 circuit integrat MOS/LSI.

Nivelul de patru circuite MOS/LSI pe calculator de birou este nivelul 1972 al firmelor europene.

C. Bulucea

CRONICĂ

Simpozioane IFAC 1973

Pentru anul 1973 Comitetul executiv IFAC a aprobat un număr însemnat de simpozioane, acoperind o arie mare de probleme şi care sînt cuprinse în tabela de mai jos.

Tema simpozionului	Data	Locul şi ţara	Adresa pentru informaţie
Limbaje de programare pentru maşini-unelte cu comandă numerică PROLAMAT (a II-a conferinţă IFIP/IFAC)	10—13 aprilie	Budapesta Ungaria	PROLAMAT' 73, Budapest 112, P.O.B. 63, Hungary
Sisteme procedurale pentru ţările în curs de dezvoltare (IFAC/IFORS-conferinţă)	mai	Alger Algeria	Dir. Y. Mentalechta, Commissariat à l'Informatique, 4 bvd. Mohamed V, Alger, Algeria
Identificarea şi estimarea parametrilor sistemelor (al III-lea simpozion IFAC)	12—15 iunie	Haga Olanda	IFAC 1973 c/o Klvl 23 Prinsessegracht, The Hague, Netherlands
Automatizări spaţiale (al V-lea simpozion IFAC)	5—9 iunie	Italia	Prof. U. Pellegrini ANIPLA, Sez. di Milano, 1 Piazza Belgioioso, 20121 Milano, Italy
Sensibilitate, adaptivitate şi optimalitate (al III-lea simpozion IFAC)	18—21 iunie	Ischia Italia	Prof. S. Rinaldi, Instituto di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Milano, 32 Piazza L. da Vinci, 20133 Milano, Italy
Automatizări navale (IFAC/IFIP simpozion)	iunie	Oslo Norvegia	H—P. Klemmetsen, M. Sc., Norsk Forening for Automatisering, Postboks 279, Oslo 3, Norway
Modele dinamice în conducerea economiilor naţionale (IFAC/IFORS conferinţă)	9—12 iulie	Coventry Anglia	Dr. P. C. Parks, Control Theory Centre, University of Warwick, Coventry CV4 7AL, England
Dinamica şi reglarea sistemelor psihologice	22—24 august	Rochester N. Y., USA	Prof. G. H. Cohen, Dept. of Electrical Engineering, University of Rochester, Rochester, N. Y. 14627, USA
Automatizarea exploatărilor miniere şi prelucrarea automată a minereurilor şi metalelor	20—24 august	Sydney Australia	The Institution of Engineers Australia, Science House, Gloucester and Essex Streets, Sydney, N.S.W., Australia
Automatizarea apelor; resurse, depozitare, distribuţie, utilizare, depoluare şi desanilizare	septembrie	Haifa, Israel	The Israel Committee for Automatic Control, Faculty of Electrical Engineering, Technion City, Haifa, Israel

In buletinul IFAC nr. 67 şi 68 din 1971 sînt prezentate succint scopul şi conţinutul acestor manifestări ştiinţifice.

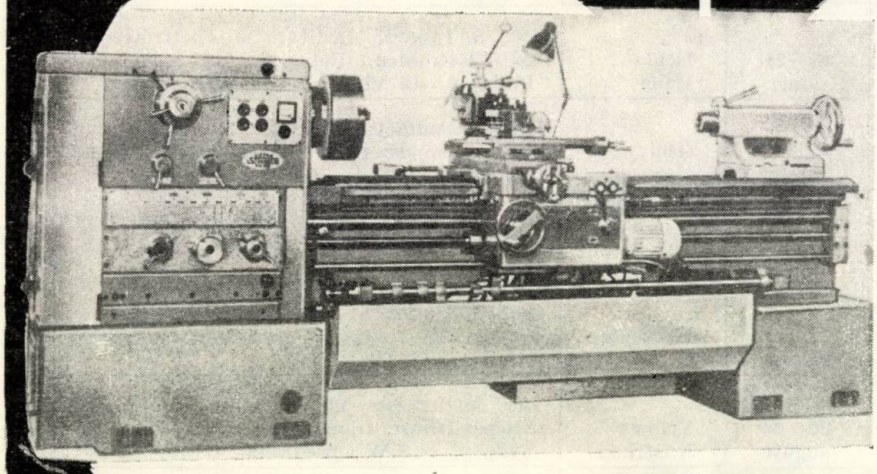
S. Florea

M.I.C.M.

UZINA DE STRUNGURI

ARAD STR. ARTILERIEI NR. 1

pune la dispoziţia beneficiarilor săi strunguri cu caracteristici superioare, într-o gamă largă de tipodimensiuni. Prezentăm două exemple din familia de strunguri SNA-500 şi SNA-710:



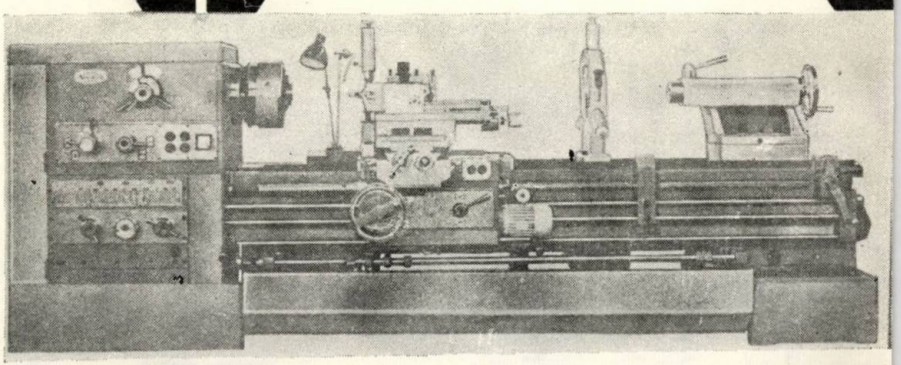
SNA-500 (3 tipodimensiuni)

Diametrul maxim de strunjire: 450, 500, 560 mm
Distanţa dintre vîrfuri: 1000, 1500, 2000, 3000 mm
Număr de turaţii: 21 (24)
Gama de turaţii: 16—1600 rot/min, 20—2000 rot/min
Acţionare: motor electric asincron 7,5 sau 10 kW
Strungul este prevăzut cu avans rapid, pompă de răcire şi instalaţie de iluminat local.
Lagărele rigide ale axului principal, cuplajele electromagnetice, comenzile centralizate asigură o precizie de lucru ridicată
Gamă mare de filete.
Formă modernă.

SNA-710

Diametrul maxim de strunjire: 630, 710, 800 mm
Distanţa dintre vîrfuri: 2000, 3000 mm
Număr de turaţii: 24
Gama de turaţii: 10—1250 rot/min

Acţionare: motor electric asincron 13/17 kW; 1500, 3000 rot/min.
Strungul este prevăzut cu avans rapid, pompă de răcire şi instalaţie de iluminat local. Se execută la comanda dv. cu două sănii transversale.

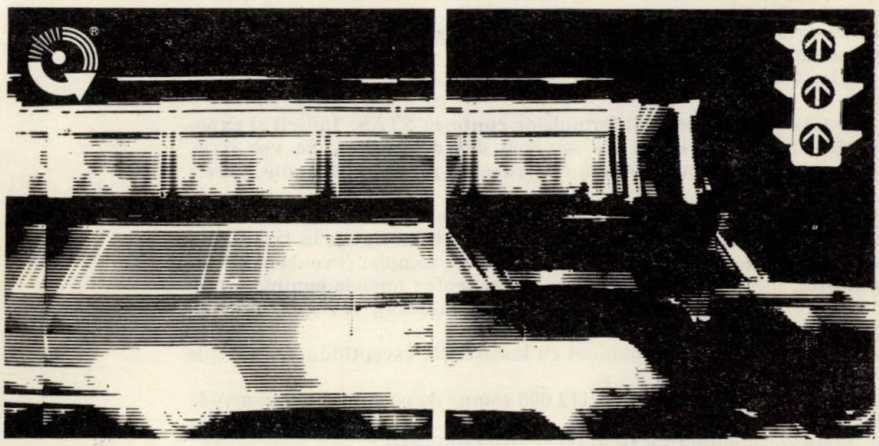


* * * **UZINA MECANICĂ NICOLINA - IAȘI**

produce şi livrează la cerere:

- Centrale de beton de 30 000 şi 60 000 m³/an
- Screpere pe cablu de 1,5 şi 3 m³
- Screpere tractate de 3 şi 8 m³
- Turbofreze pentru zăpadă montate pe tractoare U — 650 şi U — 400
- Echipamente de buldozer şi scarificator montate pe tractor S — 651
- Cupă screper pentru orezării
- Încărcătoare cu cupă de 0,8 şi 1,6 m³
- Silozuri de ciment de 25, 81, 250 tone
- Instalaţii de mixturi asfaltice de 8—10 t/h şi de 35—40 t/h
- Topitor bitum de 2500 l

* * * * * * * * * * *



VITEZĂ OPTIMĂ

Instalaţiile de semnalizare optică contribuie la o mai bună folosire a căilor de circulaţie şi măresc capacitatea de trafic a sistemului rutier în condiţii de securitate optimă pentru toţi cei implicaţi în circulaţie.

Folosirea tehnicii moderne BMSR în aceste instalaţii permite rezolvarea tuturor cerinţelor legate de aplicabilitatea universală, dezvoltare, securitate de funcţionare şi amenajarea de servicii.

Pe baza principiului "Ursamat,, cu elemente electronice tipizate, rezolvăm probleme de automatizare pentru comandă separată, pentru coordonarea unui număr de instalaţii ("undă verde,,) şi pentru comanda centralizată a instalaţiiior de semnalizare optică.

PUBLICOM

Producător :

VEB
Gerate-und Regler-Werke Teltow
Zentraler-Anlagenbau der BMSR Technik

Informaţii :
Ambasada R. D. G. în R. S. România
Secţia de politică comercială
Biroul tehnico-comercial al AHB Elektrotechnik
Bucureşti, Calea Dorobanţilor 14

Exportator :

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN - ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanţă generală, tehnico ştiinţifice, teoretice şi experimentale şi tehnice obişnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid şi de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calităţii produselor, reducerea preţului de cost, creşterea productivităţii muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învăţămînt, producţie este condiţia esenţială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuţie să se refere la probleme noi şi actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde consideraţii privind eficienţa economică a soluţiilor. Se recomandă ca articolele să conţină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca o necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parţial nu pot fi trimise redacţiei spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată şi cadrul în care este tratată, nedepăşind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei şi în preocupările producţiei ; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuţia autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permiţînd înţelegerea fără dificultăţi a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstraţii voluminoase ; de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin material grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obţinute cu indicarea limitei de valabilitate şi aplicaţiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmaţiile luate din alte lucrări şi care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înţelegerii raţionamentului.

10. Se recomandă o atenţie deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii şi exponenţii se vor scrie mai mici decît baza şi aşezaţi mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, greceşti, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum şi figuri sau tabele), atît cele speciale, cît şi cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărţi : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual şi tradus, în paranteză), ediţia, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual şi tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul, luna şi anul, paginile.

12. Scrisul la maşină al articolelor este recomandat cu insistenţă, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (faţa), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicaţii.

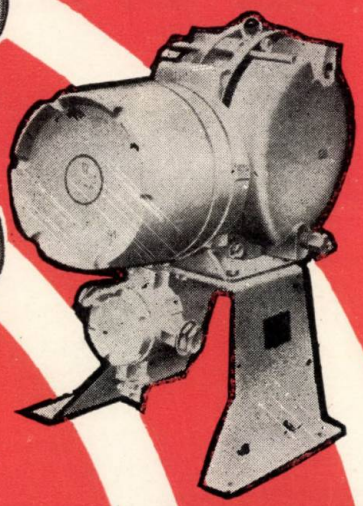
14. Articolele se trimit cu o notă însoţitoare pe adresa redacţiei. În notă se vor indica : titluri, funcţii, localitatea şi adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituţii sau organizaţii vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 de ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură faţă de manuscris.

TRADUCTOARE

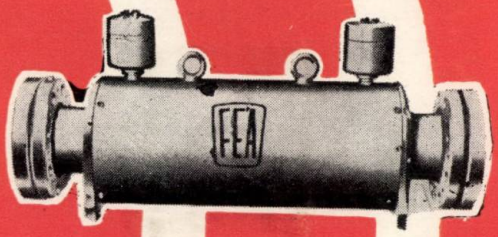
SISTEM ε



Alimentare

220 V, 50/60 Hz

Intrare → PT / I → Ieșire



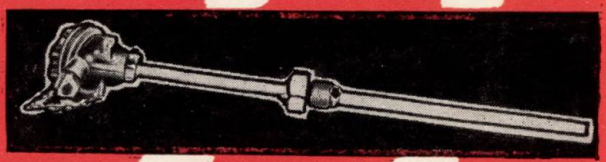
Parametri tehnologici:

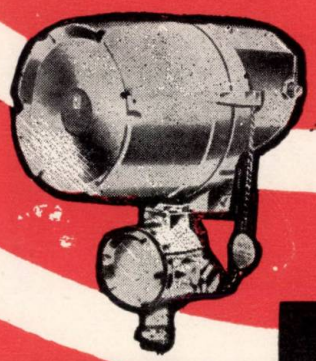
- presiune
  - relativă
  - absolută
  - diferențială
- debit
- nivel
- temperatură
- pH
- umiditate

etc.

Semnal unificat

0-5 sau 1-5 mA c.c.
0-10 sau 2-10 mA c.c.
0-20 sau 4-20 mA c.c.

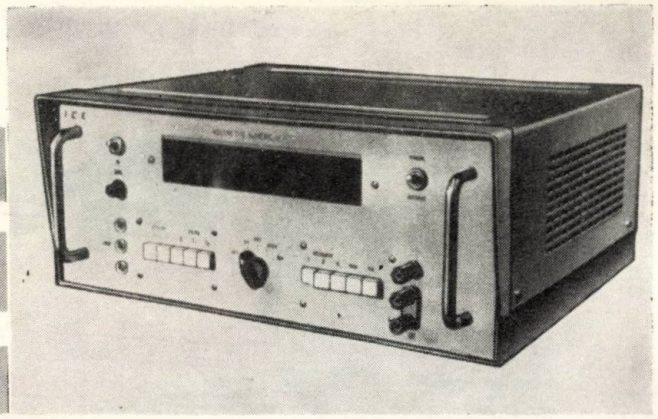




FEA

Fabrica de elemente pentru automatizări Calea Floreasca nr. 242-244 sect. II telefon 33.26.60, telex 011757 pentru țară, 011-83-757 pentru străinătate

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială şi radiocomunicaţii, aparate pentru medicină şi biologie etc.



Voltmetru numeric tip E 0301

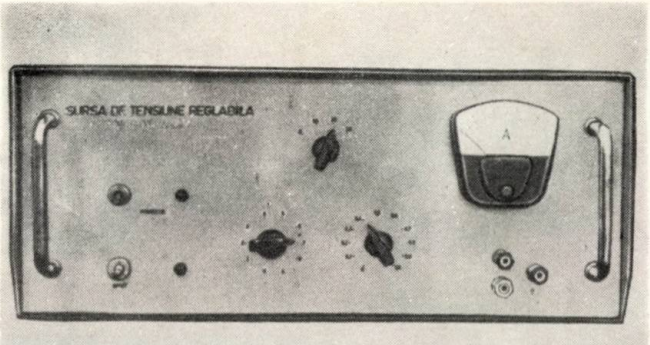
- Afişare cu 4 cifre
- Domeniu de măsurare: 100 μV ... 1000 V
- Precizie: ± 0,1%
- Timp de măsurare: 300 ms

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU ELECTRONICĂ ŞI TEHNICĂ DE CALCUL

Numărător universal tip E 0201

- Afişare cu 6 cifre
- Domeniu de măsurare:
  frecvenţă: 10 Hz ... 1 MHz
  perioadă: 10 Hz ... 100 kHz
- Oscilator cu cuarţ: f = 1 MHz, stabilit. 1.10^{-6}/24h

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură şi industriale — FEMI — Bucureşti, sectorul 2, Şoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9—11, telefon 33.78.14



Sursă de tensiune continuă tip I 4101

- Tensiune de alimentare: 220 V ± 10% (50Hz)
- Tensiune de ieşire: 0 ... 40 V, reglabilă în trepte de 0,1 V/1 V/10 V
- Curent de ieşire: 0 ... 4 A

Cl. Floreasca nr. 169 sector 1, Bucureşti, telefon 33.12.59.

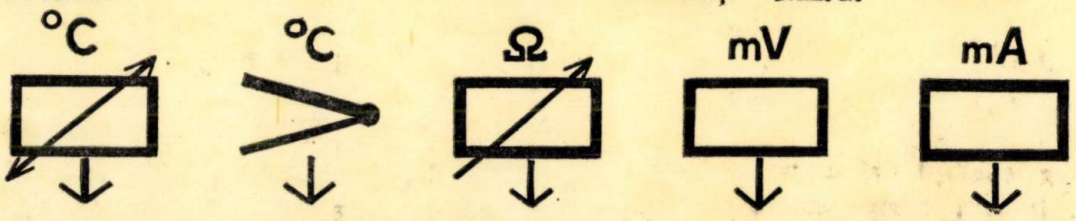
ÎNTREPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII

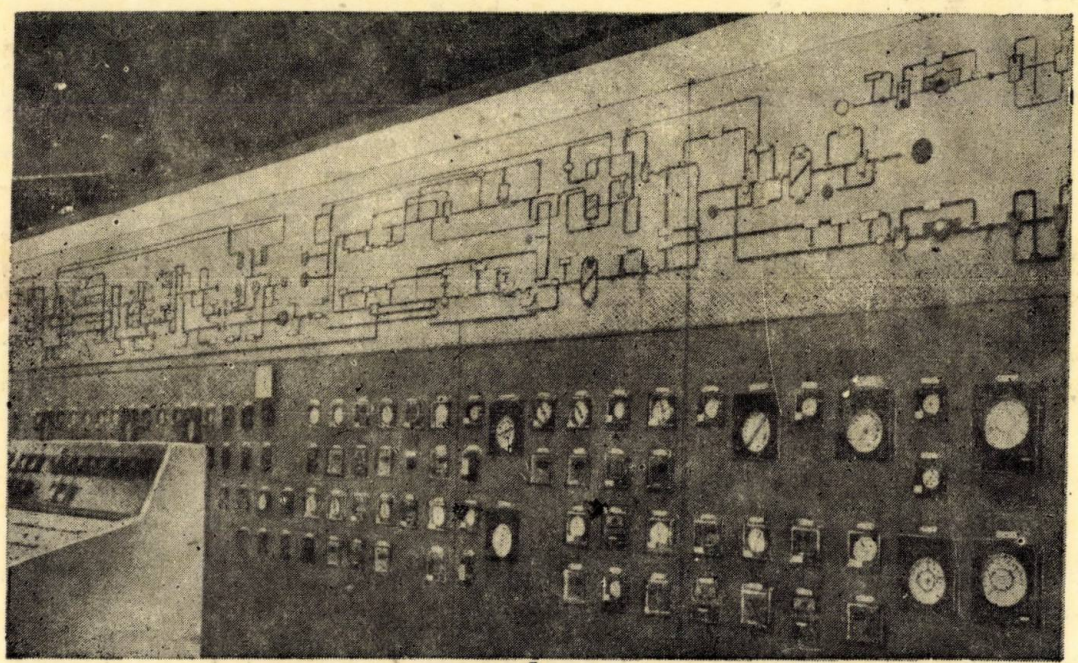
AUTOMATIZARE

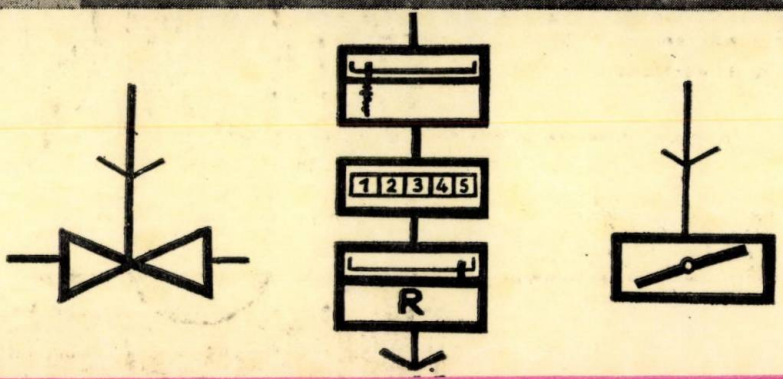
IMIA

execută lucrări de montaj
și punere
în funcțiune la:

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale electrice
Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și telesemnalizări
Instalații A.M.C.





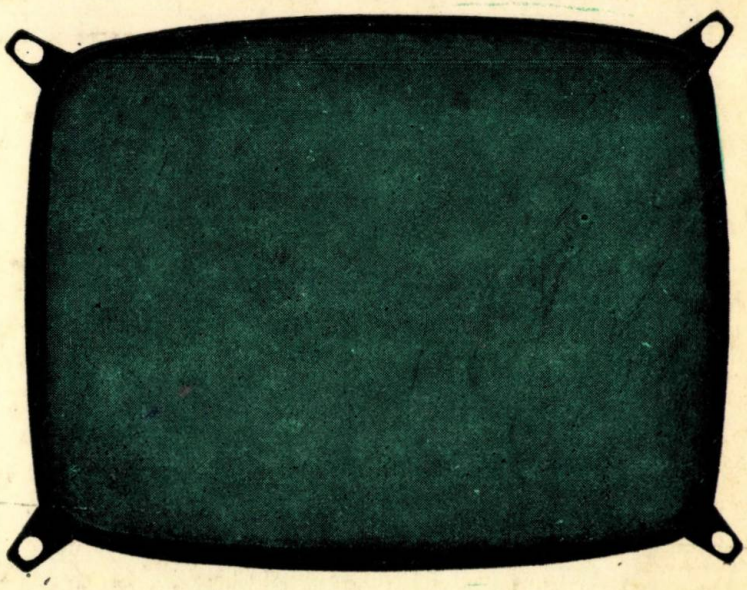


I.M.I.A. ● BUCUREȘTI, BD. KALININ NR. 18 ● TELEFON 33 75 32

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19"), 59 cm (23"), 61 cm (24"), 65 cm (25") și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.



Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

1972 JUN 3

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

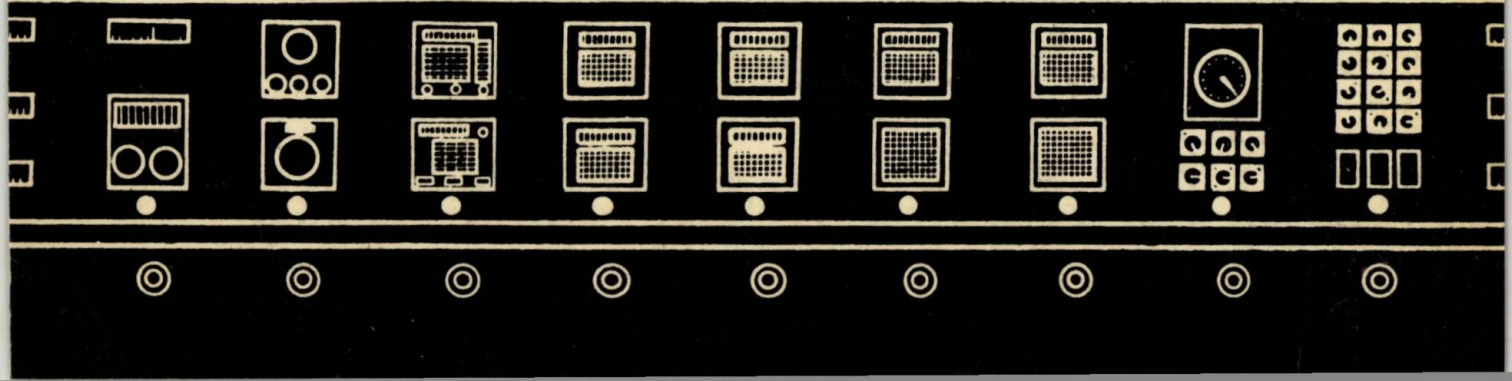
E 2551

AUTOMATICA SI ELECTRONICA

TK

3

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 16 ● Nr. 3 ● MAI — IUNIE 1972



Întreprinderea de piese radio și semiconductori Băneasa

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32
Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

PRODUCE :

REZISTOARE
— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
— disc
— în capsulă

CONDENSATOARE
— polistiren (tip styroflex)
— poliester metalizat
— hîrtie metalizată
— hîrtie echipament auto
— hîrtie antiparazitare
— hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
— normale
— miniatură
— nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
— disc
— tubulare
— plachetă
— ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

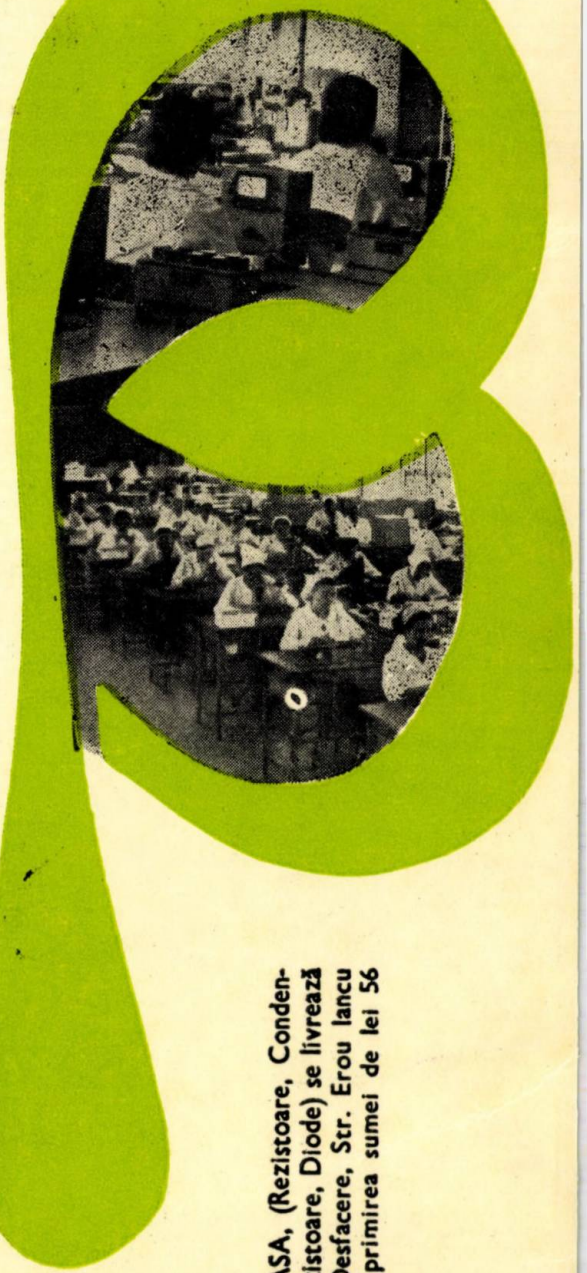
TRANZISTOARE

— de joasă frecvență
— de înaltă frecvență și comutație
— de putere

DIODE

— de semnal și comutație
— redresoare
— redresoare pentru curenți mari
— stabilizatoare de tensiune
— de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE



I.P.R.S. Băneasa

CATALOAGELE I.P.R.S.—BĂNEASA, (Rezistoare, Condensatoare, Cablaje imprimate, Tranzistoare, Diode) se livrează de I.P.R.S.—BĂNEASA—Serv. Desfacere, Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 București II, la primirea sumei de lei 56 prin mandat poștal.

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

16 (1972), nr. 3, mai — iunie p. 89 — 152

CUPRINS

CZ 621.391

Ionescu G. :

O metodă de identificare a unor clase de procese neliniare.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 89–93

Procesele sînt descrise prin serii Wiener-Volterra.

CZ 621–52

Brăileanu Gr. :

Dispozitiv adaptiv de aproximare prin serii de funcții Laguerre destinat utilizării în tehnica sistemelor automate.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 93–100

Cu ajutorul unei scheme prevăzute cu un dispozitiv adaptiv de comandă a factorului de umplere este posibilă generarea funcțiilor Laguerre.

CZ 681.32 :621.389 :621.376

Poenaru D.N. :

Metodă numerică pentru calculul caracteristicilor temporale ale detectoarelor Ge (Li).

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 100–105

Se stabilește totodată programul de calcul (în FORTRAN) pentru determinarea numerică.

CZ 681.32

Ciugudean M. :

Algoritm de calcul al logaritmilor și antilogaritmilor binari, utilizabil în calculatoarele electronice.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 105–109

O extindere la numerele binare a unui algoritm pentru calculul logaritmilor și antilogaritmilor numerelor zecimale.

CZ 681.3.07

Beloiu D. :

Utilizarea unei memorii asociative pentru transferul datelor.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 109–112

Transferul are loc între memoria internă și unitățile periferice.

CZ 621.391 :621.372.6

Popovici V. :

Optimizarea transformărilor spațiu-timp în rețelele iterative bidimensionale.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 113–116

Un calcul simplificat de dimensionare a unei rețele plane, partajată în supercelule.

CZ 518.4 :621.391

Stanomir D. :

Grafuri de fluență matriciale și utilizarea lor în teoria sistemelor.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 117–123

Extindere a grafurilor de fluență la transmitanțe matriciale și noduri vectoriale.

CZ 621–52 :681.332

Vescan Al. :

Considerații cu privire la teoria sensibilității sistemelor automate.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 124–131

Determinarea sensibilității se face cu ajutorul unui calculator analogic.

CZ 621.382.3

Damachi E. :

Circuite cu transistoare funcționînd în avalanșă.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 131–141

Funcționarea, avantajele și dezavantajele acestor circuite.

CZ 681.325.3 :681.391

Spânu Iulia :

Aplicarea mulțimilor vagi la corecția și detecția erorilor.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 141–145

Procedeu de decodare a codurilor bloc folosind mulțimile vagi.

CZ 681.332

Necula Maria-Ana :

Realizarea regimului de calcul iterativ pe calculatorul analogic.

Automatica și Electronica 16, nr. 3, mai-iunie 1972, p. 145–149

Se face o aplicație la un sistem de ecuații diferențiale liniare.

TEZE DE DOCTORAT 150

DOCUMENTARE 152

CRONICĂ 152

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972

I P.I. c. 1252

40 545

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XVI (pag. 89 — 152) nr. 3 mai — iunie Bucureşti, 1972

Dr. ing. GABRIEL IONESCU

O metodă de identificare a unor clase de procese neliniare

1. Modele Wiener-Volterra pentru procese neliniare

O privire asupra stadiului actual în domeniul identificării proceselor automatizate arată că în general eforturile au fost concentrate asupra identificării proceselor a căror comportare poate fi descrisă de modele liniare. Ca urmare, au fost elaborate numeroase metode de identificare care, în condiţii relativ simple de aplicare, asigură deducerea, cu rezultate satisfăcătoare în ceea ce priveşte precizia, atît a modelelor statice cît şi a celor dinamice.

Pentru procesele caracterizate prin neliniarităţi accentuate care implică modele dinamice neliniare situaţia este mai dificilă, forma modelului depinzînd atît de variaţia în timp a mărimilor de intrare (spectrul de frecvenţe) cît şi de amplitudinea acestora. Ca urmare, se poate afirma că nu există o metodă generală de sinteză pentru modelele dinamice neliniare.

De altfel este cunoscut faptul că, în studiul sistemelor automate neliniare, nu sînt cunoscute metode generale de analiză şi sinteză ci numai metode aplicabile unor clase restrînse de neliniarităţi şi care permit caracterizarea numai a anumitor performanţe.

În aceste condiţii, din punctul de vedere al identificării, o metodă care prezintă totuşi posibilităţi mai extinse de aplicare este aceea a utilizării unor modele neliniare exprimate prin funcţionalele Wiener-Volterra. Pentru un proces cu o intrare şi o ieşire, modelul neliniar de acest tip poate fi reprezentat prin următoarea expresie :

$$x_e(t) = \sum_{m=1}^{n} \int_0^\infty \dots \int_0^\infty K_m(\tau_1, \dots, \tau_m) x_i(t-\tau_1) \dots$$

$$\dots x_i(t-\tau_m)\, d\tau_1 \dots d\tau_m. \qquad (1)$$

Pentru $n \to \infty$, expresiile de forma (1) pot reprezenta soluţiile unor ecuaţii diferenţiale neliniare de tipul :

$$F(D)\, x_e(t) + f[x_e(t), \dot{x}_e(t), \dots] = x_i(t), \qquad (2)$$

în care :

F (D) este un operator diferenţial liniar ;

$f[x_e(t), \dot{x}_e(t), \dots]$ — o funcţie neliniară analitică de argument $x_e(t)$;

$x_i(t)$ — mărimea de intrare considerată mărginită.

Ecuaţii diferenţiale neliniare de tipul (1) descriu o clasă relativ largă de modele dinamice neliniare.

Utilizînd funcţionalele Wiener-Volterra (1) pentru model, identificarea are drept scop determinarea funcţiilor nucleu $K_m(\tau_1, \dots, \tau_m)$, $m = 1, 2, \dots, n$, analoge cu funcţiile pondere de la modelele liniare. Aceasta conduce la posibilitatea extinderii anumitor procedee de identificare, dezvoltate pentru procese liniare, şi la cele neliniare.

De asemenea este de observat că sub forma (1) modelul este liniar în raport cu nucleele $K_m(\tau_1, \dots, \tau_m)$ ceea ce, împreună cu faptul că prin alegerea numărului de nuclee n suficient de mare se pot descrie neliniarităţi complexe, constituie un alt avantaj al acestor modele. Dificultăţile de determinare a nucleelor cresc şi ele rapid cu creşterea lui n. Alegerea numărului n se face prin consideraţii de convergenţă a seriilor Volterra.

În cele ce urmează se va prezenta o metodă de determinare a nucleelor Wiener-Volterra pentru modele neliniare de forma (1), folosind în acest scop semnale de probă pseudoaleatorii binare.

Utilizarea semnalelor pseudoaleatorii binare pentru identificarea proceselor liniare, proprietăţile acestor semnale, modul de generare şi de aplicare au fost tratate pe larg într-o serie de lucrări [1], [2], [3].

2. Identificarea nucleelor Wiener-Volterra folosind semnale de probă pseudoaleatorii binare

Punctul de plecare pentru investigarea posibilităţilor de identificare a unor procese dinamice neliniare folosind semnale de probă pseudoaleatorii binare l-a constituit modul de caracterizare al sistemelor neliniare prin răspunsul acestora la intrare zgomot alb gaussian, elaborat de N. Wiener [5]. Semnalele pseudoaleatorii binare au unele proprietăţi similare cu cele ale zgomotului alb şi, în acest sens, apar interesante pentru identificarea proceselor neliniare.

Pentru a evita dificultăţile ce apar la aplicarea practică a metodei generale a lui Wiener, se precizează că metoda care urmează se referă la o anumită clasă de procese neliniare şi anume la acelea care pot fi descrise de un model constînd într-un bloc liniar dinamic *BL* urmat de un bloc *BN* caracterizat printr-un model static neliniar conform schemei din figura 1.

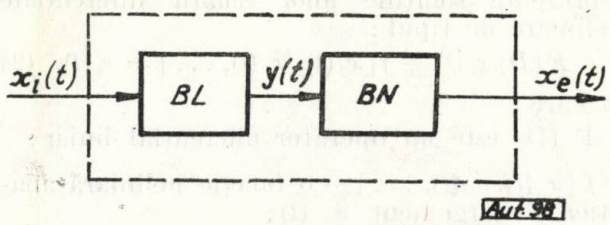


Fig. 1

Blocului liniar îi corespunde un model ce se poate exprima prin integrala de convoluţie:

$$y(t) = \int_0^\infty K_1(\tau) x_i(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau, \tag{3}$$

în care s-a notat cu $K_1(\tau)$ funcţia pondere a blocului liniar, pentru a avea o notaţie unitară pentru nucleele seriei Volterra.

Pentru blocul neliniar modelul se poate scrie în funcţie de intrarea $y(t)$;

$$x_e(t) = \sum_{m=1}^{n} c_m y^m(t). \tag{4}$$

În scopul deducerii unui model global care să exprime dependenţa mărimii $x_e(t)$ de $x_i(t)$ se va utiliza întîi o metodă inductivă. Fie astfel modelul blocului neliniar de forma $x_e(t) = y^2(t)$. Înlocuind pe $y(t)$ cu relaţia (3) rezultă:

$$x_e(t) = \int_0^\infty K_1(\tau_1) x_i(t-\tau_1)\,\mathrm{d}\tau_1 \int_0^\infty K_1(\tau_2) x_i(t-\tau_2)\,\mathrm{d}\tau_2 =$$

$$= \int_0^\infty \int_0^\infty K_1(\tau_1) K_1(\tau_2) x_i(t-\tau_1) x_i(t-\tau_2)\,\mathrm{d}\tau_1\mathrm{d}\tau_2. \tag{5}$$

Din relaţia (5) se poate nota:

$$K_2(\tau_1, \tau_2) = K_1(\tau_1) K_1(\tau_2) \tag{6}$$

şi atunci (5) devine:

$$x_e(t) = \int_0^\infty \int_0^\infty K_2(\tau_1, \tau_2) x_i(t-\tau_1) x_i(t-\tau_2)\,\mathrm{d}\tau_1\mathrm{d}\tau_2, \tag{7}$$

unde $K_2(\tau_1, \tau_2)$, fiind o funcţională omogenă şi regulată de ordinul 2 şi îndeplinind condiţia $K_2(\tau_1, \tau_2) = 0$ pentru oricare $\tau_1, \tau_2 < 0$, reprezintă nucleul de ordinul 2 al seriei Volterra.

Pentru un model avînd partea neliniară de forma (4) prin extindere rezultă imediat:

$$x_e(t) = \sum_{m=1}^{n} c_m \int_0^\infty \dots \int_0^\infty K_m(\tau_1, \dots, \tau_m) x_i(t-\tau_1) \dots$$

$$\dots x_i(t-\tau_m)\,\mathrm{d}\tau_1 \dots \mathrm{d}\tau_m, \tag{8}$$

în care:

$$K_m(\tau_1, \dots, \tau_m) = \prod_{j=1}^{m} K_j(\tau_j). \tag{9}$$

Se poate observa că relaţia (8) este similară cu (1).

La aceeaşi relaţie (8) se poate ajunge şi direct prin rezolvarea ecuaţiei diferenţiale (2), prin care s-a exprimat clasa de procese ce pot fi descrise prin serii de funcţionale Volterra în condiţiile în care funcţia $f(.)$ este de forma (4).

Expresia (8) poate fi extinsă şi pentru o clasă mai largă de neliniarităţi, de exemplu pentru modele ale blocului static neliniar de forma:

$$x_e(t) = g[y(t)], \tag{10}$$

în care $g(.)$ poate fi o funcţie neliniară oarecare de intrarea $y(t)$, însă continuă şi mărginită. Dacă sînt îndeplinite aceste condiţii sau funcţia $g(.)$ este analitică, potrivit teoremei lui Weierstrass se poate găsi o serie finită de puteri ale lui $y(t)$ prin care să se aproximeze, adică:

$$x_e(t) = g[y(t)] \cong \sum_{m=0}^{q} a_m y^m(t). \tag{11}$$

Pentru $q = n$, $a_m = c_m$ şi luînd suma de la $m = 1$, întrucît se admite că nu intervin alte componente constante decît cele determinate de $y(t)$, relaţia (11) devine identică cu (4), astfel că modelul global va fi tot de forma (8).

În vederea simplificării scrierii, coeficienţii c_m se înglobează în nucleele respective notînd:

$$h_m(\tau_1, \dots, \tau_m) = c_m K_m(\tau_1, \dots, \tau_m)$$

şi astfel relaţia cu care se va opera în cele ce urmează va fi:

$$x_e(t) = \sum_{m=1}^{n} \int_0^\infty \dots \int_0^\infty h_m(\tau_1, \dots, \tau_m) x_i(t-\tau_1) \dots$$

$$\dots x_i(t-\tau_m)\,\mathrm{d}\tau_1 \dots \mathrm{d}\tau_m \tag{12}$$

Problema identificării constă în determinarea nucleelor $h_m(\tau_1, \dots, \tau_m)$ din relaţia (12).

Abordarea problemei pentru cazul general, n oarecare, devine deosebit de complicată, astfel că pentru ilustrarea metodei se va considera modelul cu $n = 2$.

Aplicînd la intrare un semnal pseudoaleatoriu binar notat $x_1(t)$, de perioadă $N\Delta$ şi de amplitudine $\pm a$, mărimea de ieşire va fi de forma :

$$x_e(t) = \int_0^\infty h_1(\tau_1) x_1(t-\tau_1)\,d\tau_1 + \int_0^\infty \int_0^\infty h_2(\tau_1, \tau_2) x_1(t-\tau_1) x_1(t-\tau_2)\,d\tau_1 d\tau_2. \quad (13)$$

Pentru determinarea nucleului $h_1(\tau_1)$ se efectuează corelaţia mărimii de ieşire $x_e(t)$ cu o variantă întîrziată a semnalului de intrare $x_1(t-\theta)$ şi se obţine funcţia de intercorelaţie :

$$R^N_{x_e x_1}(\theta) = \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta}\int_0^{N_S\Delta} h_1(\tau_1)\, x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\theta)\,d\tau_1\,dt + \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta}\int_0^{N_S\Delta}\int_0^{N_S\Delta} h_2(\tau_1, \tau_2)\, x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\tau_2)\, x_1(t-\theta)\,d\tau_1 d\tau_2 dt, \quad (14)$$

unde $N_S\Delta = t_S$ este timpul de stabilire determinat de partea liniară, dinamică, a modelului, iar $N\Delta$ este perioada semnalului pseudoaleatoriu binar.

Operaţiile menţionate mai sus se repetă folosind semnalul inversat $x_1^*(t) = -x_1(t)$. În aceste condiţii, funcţia de intercorelaţie $R^N_{x_e^* x_1^*}(\theta)$ va fi similară cu cea din (14), cu excepţia faptului că cel de al doilea termen apare cu semnul „—" întrucît intervine un produs cu număr impar de factori negativi.

Însumînd cele două funcţii de intercorelaţie şi inversînd operaţiile de integrare se deduce :

$$\frac{1}{2}\left[R^N_{x_e x_1}(\theta) + R^N_{x_e^* x_1^*}(\theta)\right] = \int_0^{N_S\Delta} h_1(\tau_1)\,d\tau_1 \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta} x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\theta)\,dt = \int_0^{N_S\Delta} h_1(\tau_1)\, R^N_{x_1 x_1}(\tau_1-\theta)\,d\tau_1. \quad (15)$$

Ţinînd seamă că funcţia de autocorelaţie a semnalului pseudoaleatoriu binar este de forma funcţiei impuls, rezultă estimaţia :

$$h_1(\theta) = \frac{1}{2a^2}\left[R^N_{x_e x_1}(\theta) + R^N_{x_e^* x_1^*}(\theta)\right], \quad (16)$$

relaţie care permite separarea şi calculul nucleului $h_1(\theta)$ reprezentînd funcţia pondere corespunzătoare părţii liniare. Efectuînd corelaţia cu diverse variante întîrziate ale semnalelor $x_1(t)$ şi $x_1^*(t)$, se pot calcula toate valorile $h_1(\theta)$ în intervalul de existenţă $0 \leqslant \theta \leqslant N_S\Delta$. Bineînţeles perioada $N\Delta$ a semnalului se va alege astfel încît $N > N_S$ şi componenta constantă a funcţiei de autocorelaţie să fie neglijabilă. De altfel toate condiţiile de precizie, formulate pentru procesele liniare în [1], [3] şi din care rezultă caracteristicile necesare ale semnalului de probă, rămîn valabile.

Pentru determinarea nucleului $h_2(\tau_1, \tau_2)$ se aplică din nou la intrare semnalul $x_1(t)$, însă corelaţia mărimii de ieşire se efectuează cu un semnal $x_2(\theta_1, \theta_2)$ de forma :

$$x_2(\theta_1, \theta_2) = x_1(t-\theta_1) x_1(t-\theta_2). \quad (17)$$

Generarea semnalului $x_2(\theta_1, \theta_2)$ se realizează ţinînd seamă de izomorfismul operaţiei de înmulţire a succesiunilor de valori ± 1 cu operaţia sumă modulo 2 a numerelor binare 0 şi 1. Se va efectua deci suma modulo 2 a două semnale $x_1(t-\theta_1)$ şi $x_1(t-\theta_2)$, de perioadă $N\Delta$ dar de amplitudine 0, $-2a$, şi la rezultat se însumează valoarea constantă $+a$. Rezultă astfel semnalul căutat $x_2(\theta_1, \theta_2)$, de aceeaşi $N\Delta$ şi de amplitudine $\pm a$.

Prin corelaţia mărimii de ieşire $x_e(t)$, dată de (13), cu semnalul $x_2(\theta_1, \theta_2)$ se obţine :

$$R^N_{x_e x_2}(\theta_1, \theta_2) = \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta}\int_0^{N_S\Delta} h_1(\tau_1) x_1(t-\tau_1) x_1(t-\theta_1) x_1(t-\theta_2)\,d\tau_1 dt + \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta}\int_0^{N_S\Delta} h_2(\tau_1, \tau_2)\, x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\tau_2)\, x_1(t-\theta_1)\, x_1(t-\theta_2)\,d\tau_1 d\tau_2 dt. \quad (18)$$

Se poate vedea că în acest caz apare produsul cu număr impar de factori $x_1(.)$ la primul termen ce conţine pe $h_1(\tau_1)$, astfel că repetînd operaţiile precedente cu semnalul $x_2^*(\theta_1, \theta_2)$, dedus din $x_1^*(t) = -x_1(t)$, va rezulta funcţia de intercorelaţie $R^N_{x_e^* x_2^*}(\theta_1, \theta_2)$, similară cu $R^N_{x_e x_2}(\theta_1, \theta_2)$ dar în care primul termen este cu semnul minus.

Prin însumare şi schimbarea ordinei integralelor se poate scrie :

$$\frac{1}{2}\left[R^N_{x_e x_2}(\theta_1, \theta_2) + R^N_{x_e^* x_2^*}(\theta_1, \theta_2)\right] = \int_0^{N_S\Delta} d\tau_1 \int_0^{N_S\Delta} h_2(\tau_1, \tau_2)\,d\tau_2 \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta} x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\tau_2)\, x_1(t-\theta_1)\, x_1(t-\theta_2)\,dt. \quad (19)$$

În relaţia (19) integrala :

$$\frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta} x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\tau_2)\, x_1(t-\theta_1) x_1(t-\theta_2)\,dt = \overline{x_1(t-\tau_1)\, x_1(t-\tau_2)\, x_1(t-\theta_1)\, x_1(t-\theta_2)} \quad (20)$$

reprezintă media de ordinul patru în timp a mărimii $x_1(t)$. Pentru semnale aleatorii staţionare gaussiene centrate, ţinînd seamă de proprietatea de ergodicitate, se poate echivala (20) cu media de ordinul patru pe ansamblu. Aceasta are avantajul că se poate obţine o exprimare în raport cu mediile de ordinul doi, respectiv în raport de funcţiile de intercorelaţie două cîte două ale celor patru factori:

$$M[(x_1(\tau_1)\,x_1(\tau_2)x_1(\theta_1)\,x_1(\theta_2)]= \\ = R(\tau_1,\tau_2)\,R(\theta_1,\theta_2)+R(\tau_1,\theta_2)R(\tau_2,\theta_1)+ \\ + R(\tau_1,\theta_2)\,R(\tau_2,\theta_1). \qquad (21)$$

Admiţînd că semnalul pseudoaleatoriu binar, prin alegerea convenabilă a parametrilor N şi Δ, poate aproxima suficient de bine zgomotul alb gaussian, relaţia (20) devine:

$$\overline{x_1(t-\tau_1)\,x_1(t-\tau_2)\,x_1(t-\theta_1)\,x_1(t-\theta_2)} = \\ = R^N_{x_1x_1}(\tau_1-\tau_2)\,R^N_{x_1x_1}(\theta_1-\theta_2)+ \\ + R^N_{x_1x_1}(\tau_1-\theta_1)\,R^N_{x_1x_1}(\tau_2-\theta_2)+ \\ + R^N_{x_1x_1}(\tau_1-\theta_2)\,R^N_{x_1x_1}(\tau_2-\theta_1). \qquad (22)$$

Conform cu proprietăţile semnalelor pseudoaleatorii binare, toate funcţiile de autocorelaţie din expresia precedentă sînt de forma funcţiei impuls, astfel că înlocuind în (19) rezultă:

$$\frac{1}{2}\left[R^N_{x_ex_2}(\theta_1,\theta_2)+R^N_{x_e^*x_2^*}(\theta_1,\theta_2)\right]= \\ =\int_0^{N_S\Delta}\int_0^{N_S\Delta}h_2(\tau_1,\tau_2)\,a^4\,[\delta(\tau_1-\tau_2)\,\delta(\theta_1-\theta_2)+ \\ +\delta(\tau_1-\theta_1)\,\delta(\tau_2-\theta_2)+ \\ +\delta(\tau_1-\theta_2)\,\delta(\tau_2-\theta_1)]\,d\tau_1\,d\tau_2. \qquad (23)$$

Întrucît iniţial s-a ales $\theta_1 \neq \theta_2$, primul termen al sumei de sub integrală dispare, rămînînd numai ceilalţi doi. Efectuînd succesiv integrarea se deduce:

$$\frac{1}{2}\left[R^N_{x_ex_2}(\theta_1,\theta_2)+R^N_{x_e^*x_2^*}(\theta_1,\theta_2)\right]= \\ =a^4\int_0^{N_S\Delta}\delta(\tau_1-\theta_1)d\tau_1\int_0^{N_S\Delta}h_2(\tau_1,\tau_2)\delta(\tau_2-\theta_2)d\tau_2+ \\ +a^4\int_0^{N_S\Delta}\delta(\tau_1-\theta_2)\,d\tau_1\int_0^{N_S\Delta}h_2(\tau_1, \\ \tau_2)\,\delta(\tau_2-\theta_1)\,d\tau_2= \\ =a^4\int_0^{N_S\Delta}h_2(\tau_1,\theta_2)\delta(\tau_1-\theta_1)\,d\tau_1+ \\ +a^4\int_0^{N_S\nabla}h_2(\tau_1,\theta_1)\,\delta(\tau_1-\theta_2)\,d\tau_1. \qquad (24)$$

Din (24) rezultă imediat:

$$\frac{1}{2}\left[R^N_{x_ex_2}(\theta_1,\theta_2)+R^N_{x_e^*x_2^*}(\theta_1,\theta_2)\right]= \\ =a^4\,[h_2(\theta_1,\theta_2)+h_2(\theta_2,\theta_1)]. \qquad (25)$$

Relaţia de definiţie a nucleelor Volterra (9) arată că acestea sînt expresii simetrice, astfel că se poate scrie:

$$h_2(\theta_1,\theta_2)=h_2(\theta_2,\theta_1) \qquad (26)$$

şi astfel, înlocuind în (25), se obţine expresia finală a nucleului de ordinul doi:

$$h_2(\theta_1,\theta_2)=\frac{1}{4a^4}\left[R^N_{x_ex_2}(\theta_1,\theta_2)+R^N_{x_e^*x_2^*}(\theta_1,\theta_2)\right]. \qquad (27)$$

Pentru diverse valori θ_1, θ_2 în domeniul $0 \ldots N\Delta$ se pot calcula valori suficiente pentru descrierea completă a nucleului $h_2(\theta_1,\theta_2)$.

Metoda expusă poate fi extinsă şi pentru modelele de ordin superior, $n>2$, însă intervin dificultăţi de calcul. Acestea provin mai ales din faptul că vor apărea relaţii de forma (20) cu un număr mai mare de factori medii de ordinul şase, opt etc. şi exprimarea acestora în raport cu mediile de ordinul doi, care reprezintă funcţiile de corelaţie, este mult mai laborioasă. În afară de aceasta va fi necesar să se scrie un număr mai mare de ecuaţii de forma (15) sau (25), ceea ce implică multiplicarea operaţiilor de corelaţie.

Unele ameliorări, în sensul reducerii numărului de corelaţii, se pot realiza folosind nu un semnal pseudoaleatoriu obişnuit $x(t)$ ci semnal $z(t)$, dedus din $x(t)$ prin multiplicarea alternată a valorilor sale eşantionate cu -1 sau $+1$, conform relaţiei $z(m\Delta)=(-1)^m x(m\Delta)$.

Acest semnal are avantajul că mediile sale de ordine superioară impare sînt nule. Perioada sa fiind $2N$, se poate scrie:

$$M[z(m\Delta)\cdot z(m\Delta+q_1\Delta)\ldots z(m\Delta+q_r\Delta)]=0 \qquad (28)$$

pentru r număr par şi oricare ar fi valorile $q_1, q_2, \ldots, q_r$ cuprinse în intervalul $0 \ldots \ldots 2N$.

Prin utilizarea acestui semnal se pot elimina direct termenii ce conţin produsele cu număr impar de factori din expresiile funcţiilor de intercorelaţie (14) sau (18), fără a mai fi necesară corelaţia cu semnalul inversat.

Aceasta constituie un avantaj, dar pentru modelele de ordin superior rămîn termenii ce conţin produse cu număr par de factori care trebuie exprimaţi prin medii de ordinul doi, ceea ce comportă dificultăţile menţionate.

3. Concluzii

Metoda de identificare prezentată permite deducerea pe cale experimentală a nucleelor Wiener-Volterra pentru procese ce pot fi descrise de forma (1). Aplicarea metodei este avantajoasă atît din punct de vedere al volumului de experimentări cît şi al calculelor ce trebuie efectuate, pentru acele cazuri în care procesul poate fi aproximat printr-o serie (1) cu număr redus de termeni, evitîndu-se astfel necesitatea determinării unor nuclee (9) de ordin superior.

În ceea ce priveşte partea de experimentare, aceasta este similară cu aceea din cazul proceselor liniare descrise în [1], [3]. Generarea semnalelor pseudoaleatorii şi a variantelor întîrziate se poate efectua folosind registre de deplasare cu reacţie [2].

Determinarea funcţiilor de corelaţie se poate face fie automat, folosind corelatoare specializate, fie prin calcule ulterioare pe baza datelor înregistrate.

În cazurile în care se dispune de un calculator de proces, acesta poate fi utilizat atît pentru generarea semnalelor de testare cît şi pentru calculul funcţiilor de corelaţie.

Este de observat că identificarea proceselor neliniare se poate efectua cu precizie numai în circuit deschis, cu procesul întrerupt din funcţionarea normală, întrucît, spre deosebire de procesele liniare, principiul suprapunerii efectelor nu este valabil.

În cadrul acestei lucrări au fost relevate posibilităţile principiale de utilizare a semnalelor pseudoaleatorii binare pentru identificarea unor clase de procese neliniare. Verificări experimentale detaliate — care urmează a fi efectuate — vor permite analiza condiţiilor necesare asigurării unei precizii adecvate şi unei eficienţe sporite a determinărilor.

Experienţa obţinută în identificarea proceselor liniare cu semnale de probă pseudoaleatorii binare permite să se aprecieze că există posibilităţi reale de aplicare a metodei expuse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C., Ionescu, G., Tertişco, M., Ceangă, E. *Identificarea experimentală a proceselor automatizate.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.

[2] Ionescu, G., Tertişco, M. *Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii.* In: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1968.

[3] Ionescu, G. *Metode statistice pentru identificarea proceselor automatizate.* In: Automatica şi Electronica, nr. 1, 1970.

[4] Roy, R., Sherman, J. *System identification and pattern recognition.* The IFAC symposium, Identification in automatic control systems, Praga, 1967.

[5] Flake, R. H. *Volterra series representation of nonlinear systems.* In: AIEE trans., vol. 81, partea 2, 1963.

[6] Balakrishnan, A. V. *On a class of nonlinear estimation problems.* In: IEEE trans. on information theory, vol. IT 10, nr. 4, 1964.

Ing. GRIGORE BRĂILEANU

Dispozitiv adaptiv de aproximare prin serii de funcţii Laguerre destinat utilizării în tehnica sistemelor automate

Problema sintezei, în domeniul timp, a unui sistem liniar, frecvent întîlnită în practica automatizării proceselor dinamice, poate fi echivalată cu o problemă de aproximare enunţată în modul următor: cunoscînd, într-un interval de timp suficient de mare, mărimea de la ieşirea sistemului considerat — sub forma unei funcţii $y_\varphi(t)$ corespunzătoare unei mărimi $x(t)$, de asemenea cunoscute, aplicate la intrarea sistemului, trebuie determinată o funcţie $y_N(t)$, fizic realizabilă, care să aproximeze, în sensul unui criteriu dat, funcţia $y(t)$.

În cele ce urmează se va considera aproximantul funcţiei $y(t)$ obţinut prin trunchierea seriei:

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n \varphi_n(t), \tag{1}$$

avînd baza formată de $[\varphi_n(t)]$, $0 \leqslant n < \infty$, sistem ortonormat complet de funcţii, echivalentă, în normă, cu $y(t)$:

$$\lim_{N \to \infty} \Delta_N^2 = 0,$$

unde:

$$\Delta_N^2 \overset{D}{=} \| y(t) - y_N(t) \|, \tag{2}$$

$$\|f\|^2 \overset{D}{=} \int_0^\infty r(t) f^2(t) \mathrm{d}t, \tag{3}$$

$$\int_0^\infty r(t)\, \varphi_n(t)\, \varphi_m(t)\, \mathrm{d}t = \begin{cases} 1, & n = \\ 0, & n \neq m; \end{cases} \tag{4}$$

ponderea $r(t)$ nu se anulează în intervalul de definiţie al funcţiei $y(t)$ şi trebuie astfel aleasă încît eroarea medie pătrată Δ_N^2 să fie minimă, pentru un N dat.

Deoarece, în majoritatea cazurilor, problema sintezei se poate reduce la problema formală corespunzătoare unui semnal de intrare impuls Dirac, $x(t) = \delta(t)$, aplicat la intrarea unui element caracterizat printr-o funcţie pondere $y(t) = w(t)$, soluţia tehnică va consta în realizarea unui dispozitiv liniar cu funcţia de transfer:

$$H(s) = W_N(s) \equiv \int_0^\infty \left[\sum_{n=0}^{N} a_n \varphi_n(t) \right] \mathrm{e}^{-st}\, \mathrm{d}t.$$

În vederea exemplificării metodei şi pentru precizarea avantajelor circuitului adaptiv propus se prezintă, în ultima parte a lucrării, metode de realizare a unui corelator automat cu modificarea continuă a intervalului de întîrziere, precum şi a unui dispozitiv de identificare pasivă a proceselor liniare.

1. Alegerea unui sistem complet de funcţii ortonormate

Teoria ecuaţiilor diferenţiale parametrice, cu condiţii la limită, indică o metodă generală de formare a unor sisteme complete de funcţii ortonormate, demonstrînd următoarele propoziţii [1]:

a) ecuaţia diferenţială tip Sturm-Liouville:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[p(t)\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t}\right]+[\lambda r(t)-q(t)]z=0, \qquad (5)$$

unde $p(t)$, $r(t)$, $q(t)$ sînt funcţii continue în $[a,b]$, iar $p(t)$ nu se anulează în acest interval; avînd totodată derivata continuă, admite soluţii nenule care satisfac condiţiile la limită impuse, pentru valori reale ale parametrului λ (valori proprii);

b) fiecărei valori proprii λ_n îi corespunde o soluţie $\varphi_n(t)$ a ecuaţiei diferenţiale şi numai una (funcţie proprie);

c) funcţiile proprii $\varphi_n(t)$, $\varphi_m(t)$, corespunzătoare unor valori proprii diferite, sînt ortogonale:

$$\int_a^b r(t)\varphi_n(t)\varphi_m(t)=0, \qquad \lambda_n\neq\lambda_m; \qquad (6)$$

d) funcţiile proprii ale ecuaţiei (5) formează un sistem complet de funcţii.

Considerarea intervalului $[0, T]$ de definiţie a funcţiei $y(t)$ a sugerat [2], [3] utilizarea polinoamelor Laguerre ca bază ortogonală, definite pentru $[0, \infty]$ şi avînd în domeniul de definiţie $[0, \infty]$:

$$p(t)=t\mathrm{e}^{-2\alpha t}, \quad q(t)=0, \quad r(t)=2\alpha\mathrm{e}^{-2\alpha t}; \qquad (7)$$

valorile proprii ale ecuaţiei date de relaţiile (5) şi (7) sînt:

$$\lambda_n=n, 0\leqslant n<\infty,$$

iar funcţiile proprii $L_n(\alpha, t)$ care satisfac relaţia de normare:

$$\|L_n\|^2=1 \qquad (8)$$

rezultă din expresia:

$$L_n(\alpha,t)=\frac{1}{n!}\mathrm{e}^{2\alpha t}\cdot\frac{d^n}{\mathrm{d}t^n}(t^n\mathrm{e}^{-2\alpha t}), \qquad (9)$$

fiind polinoame de gradul n în raport cu t [4].

Dezavantajele principale ale utilizării, în practica sistemelor automate, a acestui sistem de funcţii, ca bază ortogonală, sînt: funcţia de transfer a elementului destinat generării unui semnal variabil în timp de forma $L_n(\alpha, t)$ are originea planului complex drept pol multiplu şi este deci nerealizabilă; metoda, utilizată frecvent în tehnică, de realizare aproximativă a unor asemenea funcţii de transfer constă în utilizarea integratoarelor, care necesită în componenţa lor amplificatoare de curent continuu cu performanţe ridicate, caracterizate în primul rînd printr-o impedanţă mare de transfer; nu este posibilă stabilirea unui algoritm simplu pentru procesul discontinuu de adaptare a parametrului α, din expresia funcţiei pondere $r(t)$, în scopul minimizării erorii medii pătrate Δ_N^2, definită prin relaţia (2).

În consecinţă este indicată utilizarea funcţiilor Laguerre definite prin expresia:

$$\omega_n(\alpha,t)=(-1)^n\mathrm{e}^{-\alpha t}L_n(\alpha,t)$$

sau:

$$\omega_n(\alpha,t)=(-1)^n\frac{1}{n!}\mathrm{e}^{\alpha t}\cdot\frac{\mathrm{d}^n}{\mathrm{d}t^n}(t^n\mathrm{e}^{-2\alpha t}), \qquad (10)$$

care formează de asemenea un sistem complet de funcţii ortonormate. Într-adevăr, prin schimbarea de variabilă:

$$z=\mathrm{e}^{\alpha t}\cdot v \qquad (11)$$

efectuată în ecuaţia dată de relaţiile (5) şi (7), rezultă că $\omega_n(\alpha, t)$ sînt funcţii proprii ale ecuaţiei:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[t\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}\right]+[n\cdot 2\alpha-\alpha(\alpha t-1)]v=0, \qquad (12)$$

care este de asemenea o ecuaţie tip Sturm-Liouville de forma dată de relaţia (5), avînd în domeniul de definiţie $[0, \infty]$:

$$p(t)=t,\ q(t)=\alpha(\alpha t-1), \quad r(t)=2\alpha,$$

cu valorile proprii:

$$\lambda_n=n, \quad 0\leqslant n<\infty,$$

şi corespund condiţiilor la limită:

$$v(0)=M<\infty, \qquad \lim_{t\to\infty}v(t)=0;$$

în plus, din relaţiile (3), (8), (10) şi (12) rezultă imediat:

$$\|\omega_n(\alpha,t)\|^2=1.$$

2. Proprietatea fundamentală a coeficienţilor seriei de funcţii Laguerre

Realizarea unui aproximant al funcţiei pondere $w(t)$ sub forma dezvoltării în serie de funcţii Laguerre:

$$\omega_N(t)=\sum_{n=0}^{N}a_n(\alpha)\omega_n(\alpha,t) \qquad (13)$$

implică — independent de procedeul tehnic de determinare a coeficienţilor $a_n(\alpha)$ — relaţiile:

$$a_n(\alpha) = 2\alpha \int_0^\infty w(t)\omega_n(\alpha, t)\,dt. \tag{14}$$

Proprietatea fundamentală a coeficienţilor $a_n(\alpha)$ ai seriei de funcţii Laguerre este reprezentată de următoarea *teoremă*:

Fiind dată expresia erorii medii pătrate ε_N definită prin relaţia:

$$\varepsilon_N^2 = \int_0^\infty [w(t) - w_N(t)]^2\,dt, \tag{15}$$

unde $w_N(t)$ este reprezentat de relaţiile (13) şi (14) iar $w(t)$ este o funcţie continuă în intervalul $[0, \infty]$, cu excepţia unui număr finit de discontinuităţi de prima speţă, astfel încît:

$$w(t) = \lim_{N\to\infty} w_N(t), \qquad \lim_{t\to\infty} w(t) = 0, \tag{16}$$

valoarea parametrului α corespunzătoare minimului erorii medii pătrate ε_N este o soluţie a ecuaţiei:

$$a_N(\alpha)a_{N+1}(\alpha) = 0. \tag{17}$$

Această teoremă este propusă şi demonstrată în [5] pentru o clasă mai restrînsă de funcţii $w(t)$, a căror transformată Laplace $W(s)$ este exprimabilă sub forma unui raport de polinoame de variabilă s.

După cum va rezulta în demonstraţia de mai jos, singura restricţie impusă clasei de funcţii $w(t)$ este posibilitatea dezvoltării în serie de funcţii ortonormate Laguerre şi corespunde formulării din cadrul teoremei.

Într-adevăr, din relaţiile (13), (14) şi (15) rezultă:

$$\varepsilon_N^2 = \int_0^\infty w^2(t)\,dt - \frac{1}{2\alpha}\sum_{n=0}^{N} a_n^2(\alpha), \tag{18}$$

iar minimul, în raport cu α, al acestei expresii va fi o soluţie a ecuaţiei:

$$\frac{d}{d\alpha}(\varepsilon_N^2) = \frac{1}{2\alpha^2}\sum_{n=0}^{N} a_n^2(\alpha) - \frac{1}{\alpha}\sum_{n=0}^{N} a_n(\alpha)\frac{da_n(\alpha)}{d\alpha} = 0. \tag{19}$$

În continuare se efectuează calculul membrului stîng al acestei ecuaţii.

Din (14):

$$\frac{da_n(\alpha)}{d\alpha} = -\frac{a_n(\alpha)}{\alpha} + 2\alpha\int_0^\infty w(t)\frac{\partial}{\partial\alpha}\omega_n(\alpha, t)dt. \tag{20}$$

Din (10):

$$\frac{\partial}{\partial\alpha}\omega_n(\alpha, t) = (-1)^n t\frac{e^{\alpha t}}{n!}\frac{d^n}{dt^n}[t^n e^{-2\alpha t}] - 2(-1)^n\frac{e^{\alpha t}}{n!}\frac{d^n}{dt^n}[t^{n+1}e^{-2\alpha t}]. \tag{21}$$

Dar:

$$\frac{d^n}{dt^n}(t\cdot t^n e^{-2\alpha t}) = t\frac{d^n}{dt^n}(t^n e^{-2\alpha t}) + C_n^1\frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}}(t^n e^{-2\alpha t}),$$

astfel încît (10) devine:

$$\frac{\partial}{\partial\alpha}\omega_n(\alpha, t) = -(-1)_n\frac{e^{\alpha t}}{n!}\frac{d^n}{dt^n}[t^{n+1}e^{-2\alpha t}] - (-1)^n\frac{e^{\alpha t}}{(n-1)!}\frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}}(t^n e^{2\alpha t});$$

$$\omega_{n+1}(\alpha, t) = -(-1)^n\frac{e^{\alpha t}}{n!}\frac{d^n}{dt^n}[t^n e^{-2\alpha t}] + 2\alpha(-1)^n\frac{e^{\alpha t}}{n!(n+1)}\frac{d^n}{dt^n}[t^{n+1}e^{-2\alpha t}], \tag{22}$$

de unde se obţine relaţia:

$$2\alpha(-1)^n\frac{e^{\alpha t}}{n!}\frac{d^n}{dt^n}[t^{n+1}e^{-2\alpha t}] = (n+1)[\omega_n(\alpha, t) + \omega_{n+1}(\alpha, t)]. \tag{23}$$

Utilizînd identitatea (23), expresia (22) devine în urma unor transformări elementare:

$$2\alpha\frac{\partial}{\partial\alpha}\omega_n(\alpha, t) = n\,\omega_{n-1}(\alpha, t) - \omega_n(\alpha, t) - (n+1)\,\omega_{n+1}(\alpha, t). \tag{24}$$

Din relaţiile (24), (20) şi (14) rezultă:

$$\frac{da_n(\alpha)}{d\alpha} = \frac{a_n(\alpha)}{\alpha} + \frac{1}{2\alpha}[na_{n-1} - a_n - (n+1)a_{n+1}]$$

sau:

$$\frac{da_n(\alpha)}{d\alpha} = \frac{1}{2\alpha}[a_n + na_{n-1} - (n+1)a_{n+1}]; \tag{25}$$

în plus, din (10) mai rezultă:

$$\frac{\partial}{\partial\alpha}\omega_0(\alpha, t) = -2\alpha t e^{-\alpha t} = -\omega_0(\alpha, t) - \omega_1(\alpha, t),$$

astfel încît:

$$\frac{da_0(\alpha)}{d\alpha} = \frac{1}{2\alpha}[a_0 - a_1]. \tag{26}$$

În sfîrşit, introducînd (25) şi (26) în (19) rezultă:

$$\frac{d}{d\alpha}(\varepsilon_N^2) = \frac{N+1}{2\alpha^2}a_N(\alpha)a_{N+1}(\alpha),$$

teorema fiind demonstrată.

3. Dispozitivul de generare a funcţiilor Laguerre

Generarea unor semnale a căror variaţie în timp să fie dată de funcţiile Laguerre $\omega_n(\alpha, t)$ poate fi efectuată cu ajutorul unor dispozitive avînd funcţiile de transfer fie $\Omega_n(\alpha, s)$, transformatele Laplace ale funcţiilor $\omega_n(\alpha, t)$, fie $s\,\Omega_n(\alpha, s)$: în primul caz generarea semnalelor tip funcţii Laguerre se efectuează în urma aplicării unui impuls Dirac, iar în al doilea caz în urma aplicării unui semnal treaptă la intrarea dispozitivului.

Desigur numai ultima posibilitate poate fi utilizată în practică, favorizată fiind şi de faptul că funcţia de transfer:

$$H(s) = s\,\Omega_n(\alpha, s)$$

este fizic realizabilă şi, deşi conţine operatorul de derivare s, se poate construi evitînd utilizarea elementelor de derivare.

Într-adevăr, cu ajutorul relaţiei (10) şi cu utilizarea metodei integrării prin părţi rezultă:

$$\Omega_n(\alpha, s) \int_0^\infty \omega_n(\alpha, t)\, e^{-st}\, dt = (-1)^n \frac{(s-\alpha)^n}{(s+\alpha)^{n+1}},$$

iar:
$$H(s) = (-1)^n \frac{s}{s+\alpha}\left(\frac{s-\alpha}{s+\alpha}\right)^n.$$

simbolic prin contactul K_α, este mult mai mare decît lărgimea de bandă a semnalului de intrare. Într-adevăr, în această ipoteză, valoarea instantanee a tensiunii u_2 coincide practic cu valoarea medie u_{2m} corespunzătoare; pe de altă parte, datorită faptului că circuitul tip „cheie" este comandat cu semnal dreptunghiular avînd factorul de umplere — raportul dintre durata intervalului în care „cheia" este în stare de conducţie şi perioada impulsurilor — notat cu K_z, rezultă o valoare medie a curentului de intrare în integrator:

$$i_m(t) = K_\alpha \cdot i(t).$$

Considerînd α_M valoarea maximă posibilă a parametrului α, se pot scrie următoarele relaţii pentru circuitul din figura 2:

$$i_m(t) = K_\alpha [\alpha_M C u_{1m}(t) + \alpha_M C u_{2m}(t)], \quad (27)$$

$$u_{2m}(t) = -\frac{1}{C}\int i_m(t)\,dt. \quad (28)$$

Notînd:

$$\alpha = K_\alpha \cdot \alpha_M, \qquad 0 \leqslant K_\alpha \leqslant 1,$$

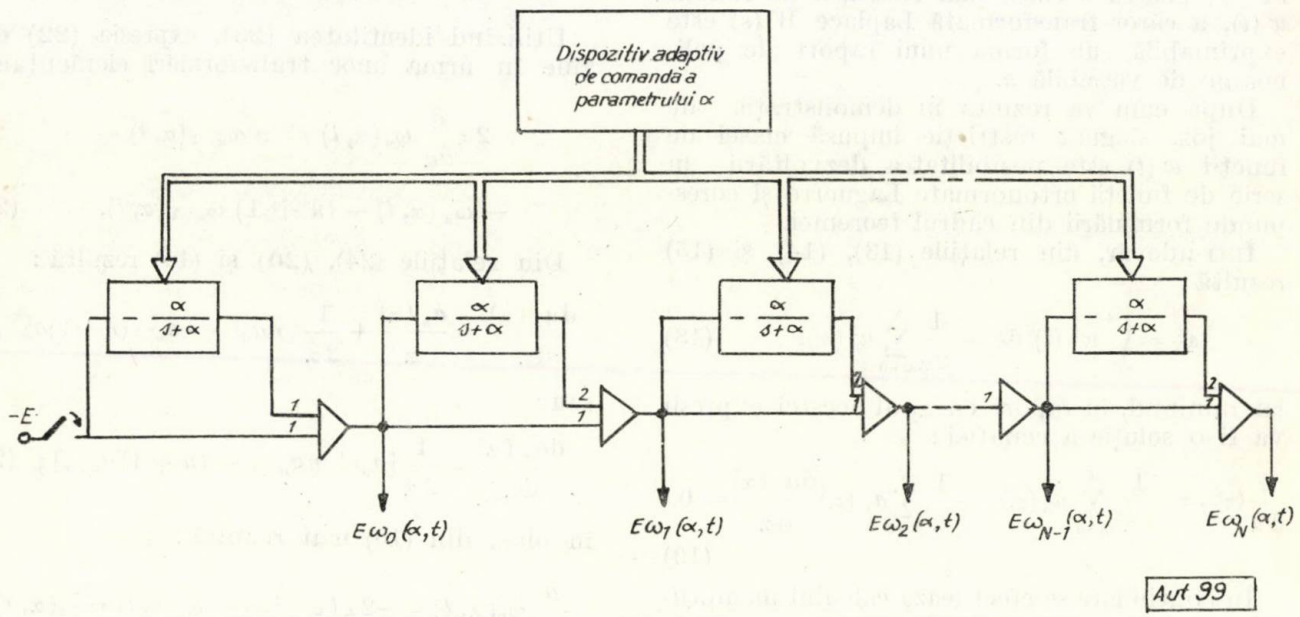


Fig. 1. Schema funcţională a dispozitivului de generare a funcţiilor Laguerre.

Schema funcţională a unui asemenea dispozitiv este prezentată în figura 1, formată din elemente aperiodice şi o cale directă de amplificare cu factorul de amplificare *1*.

Elementul aperiodic tipizat, realizat conform schemei din figura 2, aproximează elementul cu funcţia de transfer $\frac{-\alpha}{s+\alpha}$, aproximaţia fiind pe deplin satisfăcătoare dacă frecvenţa de comutare a circuitului tip „cheie", reprezentat

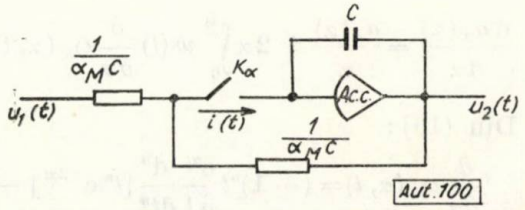


Fig. 2. Schema de principiu a elementului care aproximează funcţia de transfer $\frac{-\alpha}{s+\alpha}$.

şi efectuînd transformarea Laplace în relaţiile (27), (28), se obţine în cele din urmă funcţia de transfer :

$$\frac{U_{2m}(s)}{U_{1m}(s)} = -\frac{\alpha}{s+\alpha}.$$

Se observă deci că schema din figura 1 permite generarea funcţiilor Laguerre cu posibilitatea modificării parametrului prin modificarea factorului de umplere K_α al unor impulsuri dreptunghiulare de comandă.

4. Realizarea circuitului adaptiv al parametrului α pe baza proprietăţii fundamentale a coeficienţilor $a_n(\alpha)$

Conform teoremei demonstrate mai sus în cadrul paragrafului 2, în cazul limitării seriei de funcţii Laguerre la N termeni, valoarea optimă a parametrului α corespunde anulării coeficientului $a_N(\alpha)$. Rezultă deci ca necesară modificarea automată a parametrului α în sensul micşorării coeficientului $a_N(\alpha)$; utilizînd o variantă a metodei gradientului, frecvent întîlnită în cadrul sistemelor adaptive, se va adopta o lege de variaţie a parametrului α dată de relaţia :

$$\frac{d\alpha}{dt} = -A\frac{da_N(\alpha)}{d\alpha}\operatorname{sgn}[a_N(\alpha)], \qquad (29)$$

(unde A este un factor de amplificare constant), ceea ce conduce la modificarea parametrului α, în sensul micşorării valorii absolute a coeficientului $a_N(\alpha)$.

Din relaţia (25) se obţine :

$$\frac{d\alpha}{dt} = -B\operatorname{sgn}[a_N(\alpha)] \cdot [a_N(\alpha) + Na_{N-1}(\alpha) - (N+1)a_{N+1}(\alpha)], \qquad (30)$$

astfel încît schema circuitului adaptiv al parametrului α se va realiza conform figurii 3. Se observă că la intrarea amplificatorului autobasculant se aplică, prin intermediul circuitului tip „cheie" C, un semnal care reprezintă membrul drept al relaţiei (30). „Cheia" C stabileşte periodic circuitul pentru intervale egale ΔT_1 de timp (fig. 4), întrerupîndu-l pentru intervale de timp date de relaţia :

$$\Delta T_2 = \frac{5}{\alpha}.$$

Intervalul de timp ΔT_2 este suficient pentru calculul coeficienţilor $a_N(\alpha)$ conform relaţiei (14), datorită faptului că funcţiile Laguerre $\omega_n(\alpha, t)$ sînt ponderate cu factorul exponenţial $e^{-\alpha t}$. La sfîrşitul intervalului ΔT_1, după deconectarea semnalului de la intrarea amplificatorului autobasculant, pe condensatorul C_1 (fig. 3) se memorează o tensiune corespunzătoare

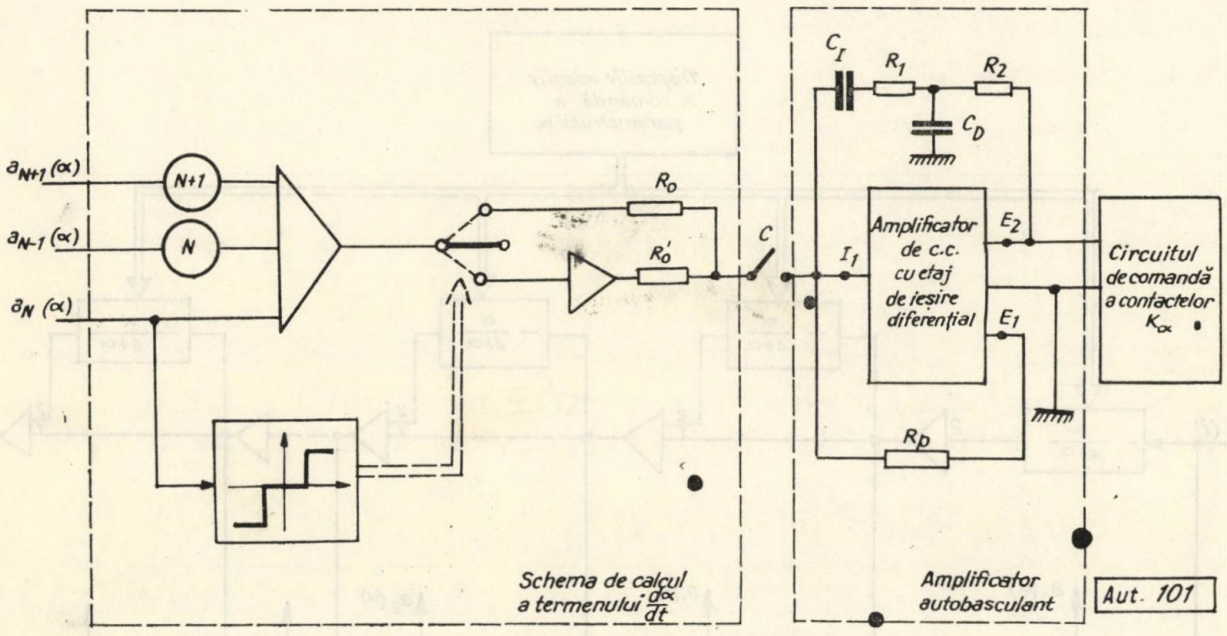


Fig. 3. Schema circuitului adaptiv al parametrului α.

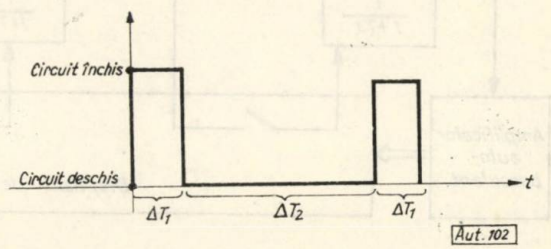


Fig. 4. Diagrama de timp a funcţionării circuitelor tip „cheie" C.

unei noi valori a factorului de umplere K_α al impulsurilor dreptunghiulare de ieşire, destinate comenzii „cheilor" K_α din figura 1, stabilindu-se deci o nouă valoare a parametrului α.

5. Aplicaţii ale dezvoltării în serie de funcţii Laguerre

Rezultatele prezentate permit perfecţionarea tuturor dispozitivelor bazate pe aproximarea prin dezvoltarea în serie de funcţii Laguerre, în sensul măririi substanţiale a preciziei prin utilizarea circuitului de adaptare a parametrului α.

Astfel, este posibilă realizarea unui corelator automat cu variaţia continuă a parametrului de corelaţie τ printr-o schemă cu performanţe superioare celor prezentate în [2] şi [3]. Dispozitivul din figura 5 permite determinarea coeficienţilor $a_n(\alpha)$ ai dezvoltării în serie Laguerre a funcţiei de autocorelaţie $R(\tau)$, a unui semnal aleatoriu staţionar $x(t)$, presupus ergodic, urmînd ca prin utilizarea schemei din figura 6 să se obţină $R(\tau)$ ca o funcţie continuă de variabila τ [6].

Într-adevăr, considerînd expresia:

$$R(\tau) = R(-\tau) \underline{\underline{D}} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x(t)x(t-\tau)\mathrm{d}t, \quad (31)$$

coeficienţii dezvoltării funcţiei $R(\tau)$ în serie Laguerre se determină conform relaţiei (14), iar din (14) şi (31) rezultă:

$$a_n(\alpha) = \lim_{T\to\infty} \frac{2\alpha}{T}\int_0^T x(t)\left[\int_0^\infty x(t-\tau)\omega_n(\alpha,\tau)\mathrm{d}\tau\right]\mathrm{d}t. \quad (32)$$

Introducînd notaţia auxiliară:

$$z_n(t) = 2\alpha\int_0^\infty x(t-\tau)\omega_n(\alpha,\tau)\mathrm{d}\tau,$$

se observă că mărimea $z_n(t)$ poate fi considerată drept semnal de ieşire al unui sistem liniar cu funcţia pondere:

$$y_n(t) = 2\alpha\cdot\omega_n(\alpha,t),$$

avînd funcţia de transfer:

$$Y_n(s) = \frac{2\alpha(-1)^n}{s+\alpha}\left(\frac{s-\alpha}{s+\alpha}\right)^n. \quad (33)$$

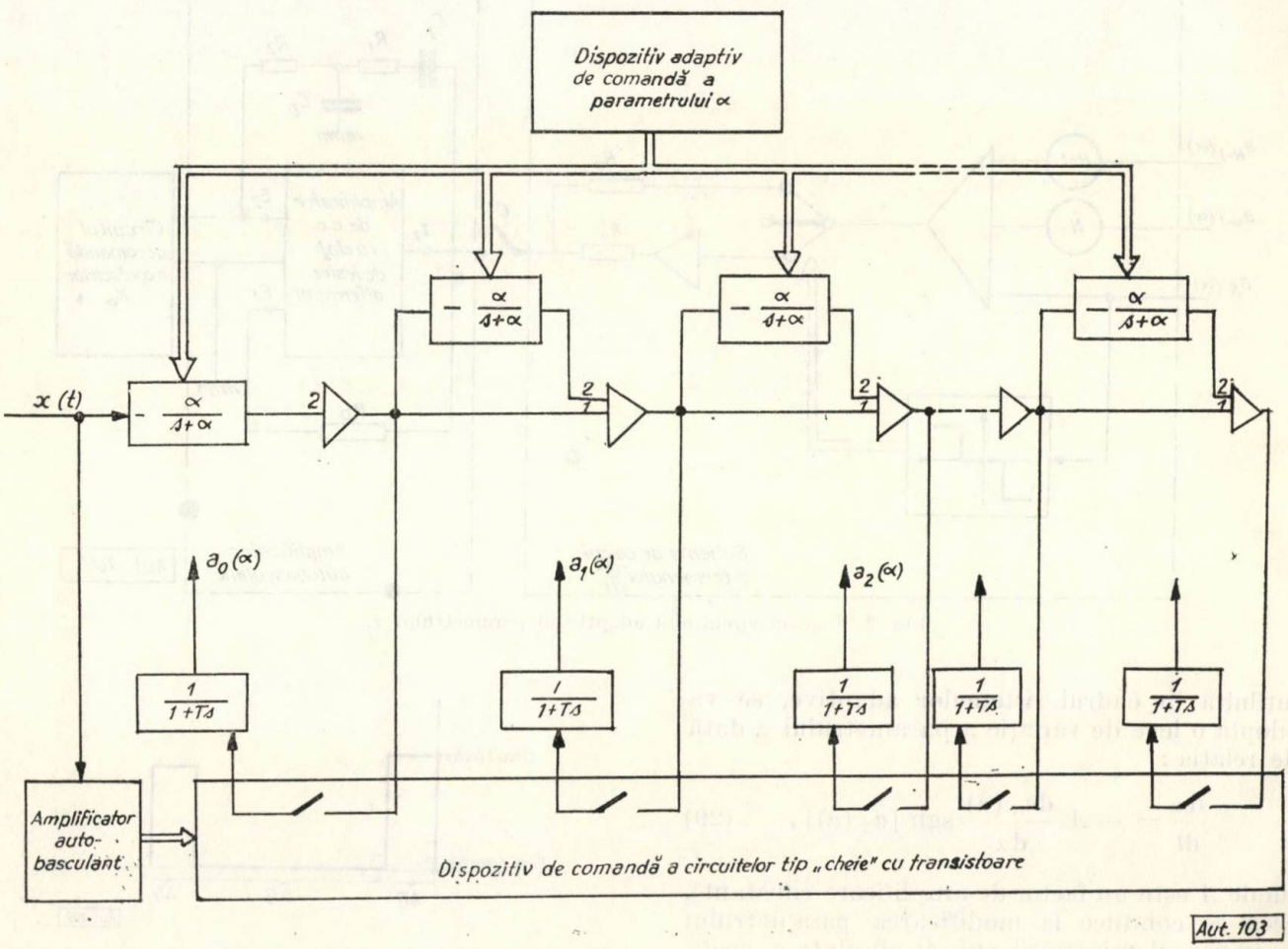


Fig. 5. Schema dispozitivului destinat determinării coeficienţilor $a_n(\alpha)$ ai dezvoltării în serie Laguerre a funcţiei de autocorelaţie a semnalului $x(t)$.

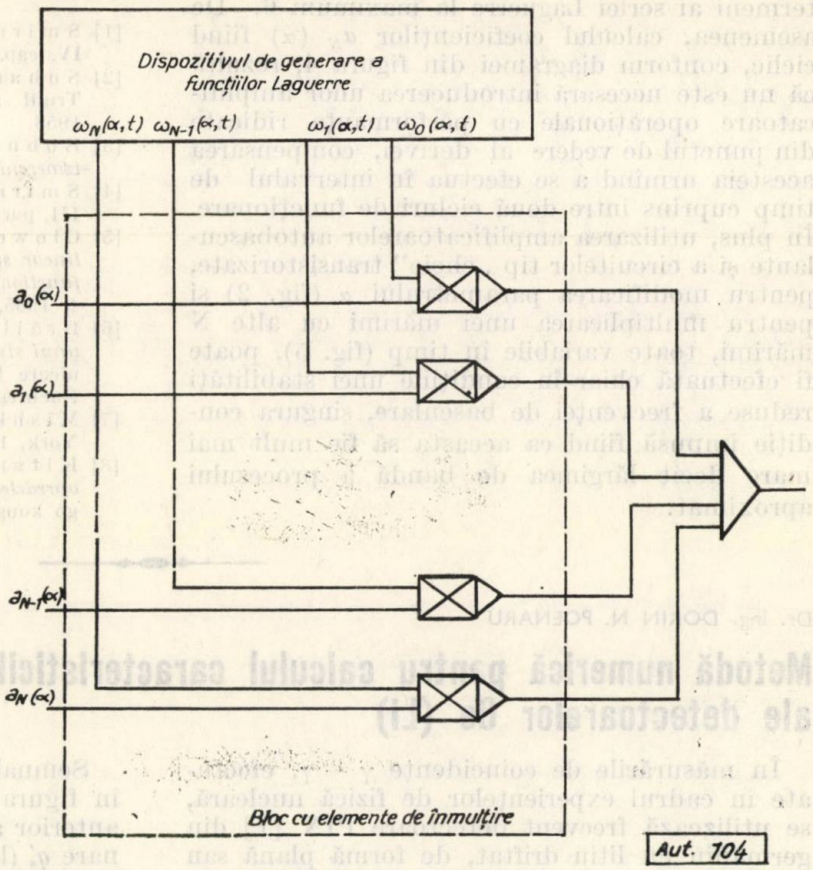


Fig. 6. Schema funcţională a dispozitivului de reconstituirea unui semnal pe baza coeficienţilor a_n (α) ai dezvoltării în serie Laguerre.

Se observă deci că schema din figura 5 reprezintă modelarea relaţiei (32) prin intermediul dispozitivului cu funcţia de transfer (33) şi a unor elemente aperiodice cu constanta de timp T suficient de mare, astfel încît să realizeze operaţia :

$$\lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T (\cdot)\, dt ;$$

amplificatorul autobasculant, împreună cu circuitele tip „cheie" cu transistoare, formează un element de multiplicare a semnalului aleatoriu $x(t)$ cu semnalele $z_n(t)$.

Un alt exemplu de utilizare a rezultatelor expuse în această lucrare îl constituie clasa modelelor instruibile (acordabile) destinate identificării dinamice pasive a proceselor liniare [8]. Modelul instruibil, întîlnit în literatura de specialitate şi sub denumirea de model acordabil sau model adaptiv, este realizat conform schemei funcţionale din figura 6.

Semnalul de intrare $x(t)$ se aplică simultan procesului dinamic PD ce urmează a fi identificat şi modelului MI (fig. 7), iar eroarea dintre semnalele de ieşire corespunzătoare este prelucrată în blocul optimizator O, prin intermediul căruia se modifică coeficienţii a_N (α) ai modelului MI. Se observă totodată că circuitul adaptiv al parametrului α, analizat mai sus, funcţionează şi în acest caz în care coeficienţii a_N (α)

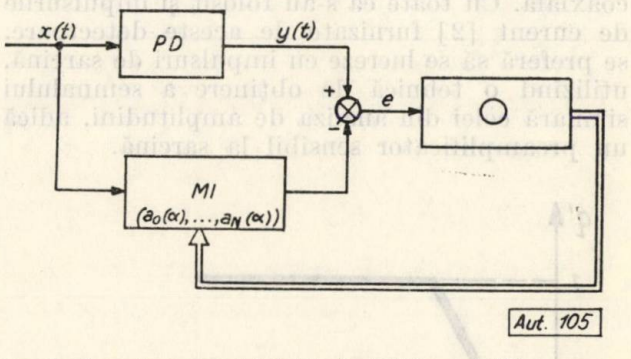


Fig. 7. Conectarea modelului instruibil (acordabil) la procesul dinamic identificat.

nu se mai determină prin calcul conform relaţiei (14), datorită faptului că în relaţiile (17) şi (25) nu intervin în mod explicit decît coeficienţi ai dezvoltării în serie Laguerre.

Concluzii

Realizarea dispozitivelor adaptive de aproximare prin serii de funcţii Laguerre, sub forma unor aparate portabile, adecvate măsurărilor industriale, poate fi efectuată relativ simplu, datorită unor considerente rezultate din cele de mai sus.

În primul rînd, introducerea circuitului de adaptare a parametrului α permite, în condiţii fixate de precizie, reducerea numărului de

termeni ai seriei Laguerre la maximum 6. De asemenea, calculul coeficienţilor a_N (α) fiind ciclic, conform diagramei din figura 4, rezultă că nu este necesară introducerea unor amplificatoare operaţionale cu performanţe ridicate din punctul de vedere al derivei, compensarea acesteia urmînd a se efectua în intervalul de timp cuprins între două cicluri de funcţionare. În plus, utilizarea amplificatoarelor autobasculante şi a circuitelor tip „cheie" transistorizate, pentru modificarea parametrului α (fig. 2) şi pentru multiplicarea unei mărimi cu alte N mărimi, toate variabile în timp (fig. 5), poate fi efectuată chiar în condiţiile unei stabilităţi reduse a frecvenţei de basculare, singura condiţie impusă fiind ca aceasta să fie mult mai mare decît lărgimea de bandă a procesului aproximat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Smirnov, V. I. *Curs de matematici superioare*, vol. IV, cap. IV. Bucureşti, Editura tehnică, 1956.

[2] Suharev, Repin. *Korreliator na lineinîh filtrah.* Trudî moskovskogo fiziko-tehniceskogo instituta, 2, 1958.

[3] Bobnev, M. P. *Gheneririovanie sluciainîh signalov i izmerenie ih parametrov.* Moscova, Energhia, 1966.

[4] Smirnov, V. I. *Curs de matematici superioare*, vol. III, partea II, cap. VI. Bucureşti, Editura tehnică, 1955.

[5] Clowes, G. J. *Choise of the time-scaling factor for linear system approximation using orthonormal Laguerre functions.* În: IEEE trans. on automatic control, nr. 4, 1965, p. 488.

[6] Brăileanu, Gr. *Metode de analiză a răspunsului unui sistem automat la semnal de intrare gaussian.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic Bucureşti, 10—11 aprilie, 1971.

[7] Mishkin, E., Braun, L. *Adaptive control.* New York, 1961.

[8] Kitamori, T. *Primenenie ortogonalnîh funkţii dlia opredelenia dinamiceskih harakteristik obiektov.* Trudî I-go kongr. IFAC, vol. II, Moscova, 1961.

Dr. ing. DORIN N. POENARU

Metodă numerică pentru calculul caracteristicilor temporale ale detectoarelor Ge (Li)

În măsurările de coincidenţe $\gamma - \gamma$, efectuate în cadrul experienţelor de fizică nucleară, se utilizează frecvent detectoare PIN [1] din germaniu cu litiu driftat, de formă plană sau coaxială. Cu toate că s-au folosit şi impulsurile de curent [2] furnizate de aceste detectoare, se preferă să se lucreze cu impulsuri de sarcină, utilizînd o tehnică de obţinere a semnalului similară celei din analiza de amplitudini, adică un preamplificator sensibil la sarcină.

Semnalul de timp S_t poate fi obţinut fie ca în figura 1, *a*, în momentul trecerii frontului anterior al impulsului prin nivelul de discriminare q'_s (leading-edge timing), fie ca în figura 1, *b*, la trecerea prin zero a impulsului bipolar (cross-over timing) [3]. Cel mai răspîndit sistem, la care se referă şi această lucrare, este primul.

Caracteristica sistemului de măsurare folosită pentru evaluarea performanţelor în analiza de

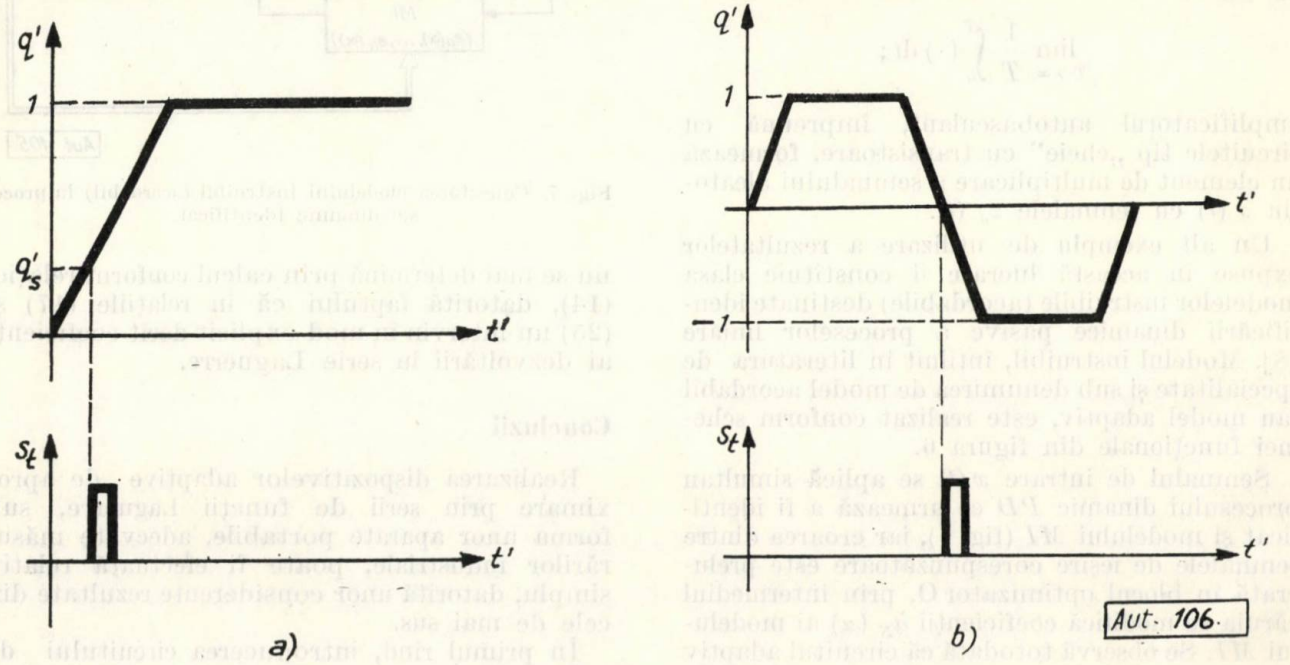


Fig. 1. Sistem de temporizare:
a — la trecerea frontului anterior prin nivel de prag; *b* — la trecerea prin zero a unui semnal bipolar.

timp este curba de autocoincidenţe (sau coincidenţe prompte). Rezoluţia temporală este apreciată după forma acestei curbe şi, în mod convenţional, prin lărgimea acesteia la 1/2 şi 1/10 din valoarea maximă.

Principalele cauze care contribuie la înrăutăţirea proprietăţilor temporale ale detectoarelor din Ge (Li), pentru un nivel de discriminare q_s dat, sînt: dispersia Δt (fig. 2) a timpului de

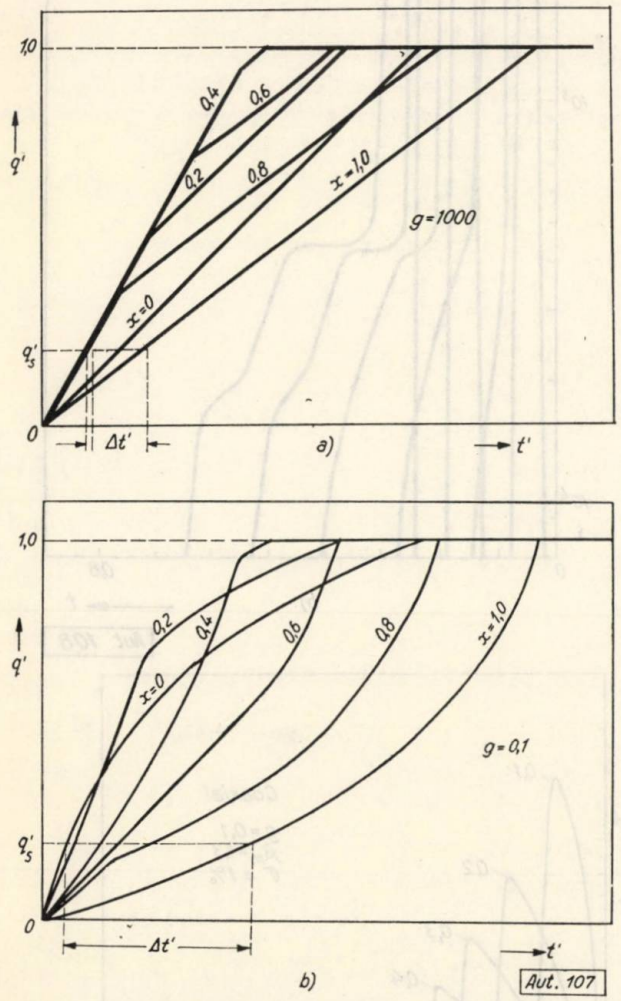


Fig. 2. Dispersia timpului de atingere a pragului: *a* – detector plan; *b* – detector coaxial.

creştere al impulsurilor datorită procesului de colectare din diverse puncte r_0 de interacţie ale razelor γ, şi fluctuaţiile de zgomot ale sistemului care, în cazul gaussian, se exprimă prin varianţa σ — raportul dintre sarcina echivalentă de zgomot şi amplitudinea impulsului de sarcină.

De obicei, rezoluţia temporală a detectoarelor plane este limitată de zgomot [4], iar cea a detectoarelor coaxiale [5, 6], de dispersia timpului de colectare (fig. 3). De fapt, trecerea de la un caz extrem la altul se face continuu în funcţie de factorul geometric g ($g = r_i/w$ — raportul dintre raza electrodului interior r_i şi grosimea stratului sensibil w). Detectorul plan poate fi considerat un caz particular de detector coaxial, avînd $g \to \infty$ (în practică este suficient ca $g \geqslant 100$).

În general, zgomotul se datoreşte etajului de intrare al preamplificatorului asociat, deci nu depinde de geometria detectorului, în schimb dispersia timpului de colectare este determinată de aceasta.

1. Expresia analitică

Dacă se cunosc expresiile de calcul pentru impulsul de sarcină $q'(t', x)$ şi curent $i'(t', x)$ în ipoteza că zgomotul este gaussian, curba de rezoluţie promptă a detectoarelor coaxiale poate fi calculată cu următoarea relaţie:

$$P(t') = \int_0^1 \mathrm{d}x\,(g + x) i'(t', x)\,\frac{1}{\sigma}\exp\left\{-\right.$$

$$\left. - \frac{[q'(t', x) - q'_s]^2}{2\sigma^2}\right\}. \qquad (1)$$

Aceasta se poate obţine uşor din formula generală dată de Balland [4]. În expresia (1), toate mărimile care intervin sînt adimensionale (fig. 4), şi anume: $g = r_i/w$ — factorul geometric al detectorului; $x = r_0/w$ — parametrul punctului de interacţie al razelor γ cu substanţa din care este confecţionat detectorul (în urma acestei interacţii rezultă electroni care produc perechi electron-gol în corpul solid; prin colectarea acestora rezultă impulsul electric furnizat de detector [7]); $t' = tv_{me}/w$ este timpul normat (aici t este timpul şi v_{me} este viteza medie de colectare a electronilor); $q' = q/(N_0 e)$ este sarcina normată (q este variaţia sarcinii electrice pe electrodul de colectare, e este sarcina electronului, iar $N_0 = \mathcal{E}_\gamma/\in$ este numărul de perechi electron-gol corespunzător energiei $\mathcal{E}_\gamma$ a radiaţiilor γ detectate în materialul avînd energia medie necesară producerii unei perechi electron-gol $\in$); $i' = iw/(N_0 e v_{me})$ este impulsul de curent normat; în sfîrşit $q'_s = q_s/(N_0 e)$ este nivelul de discriminare normat, iar $\sigma = \sqrt{<q'^2_{zg}>}/(N_0 e)$ este sarcina echivalentă de zgomot raportată la amplitudinea impulsului de sarcină.

Integrala din relaţia (1) se efectuează numeric, folosind metoda Wedle [8], conform căreia pentru calculul integralei:

$$I = \int_a^b y(x)\,\mathrm{d}x \qquad (2)$$

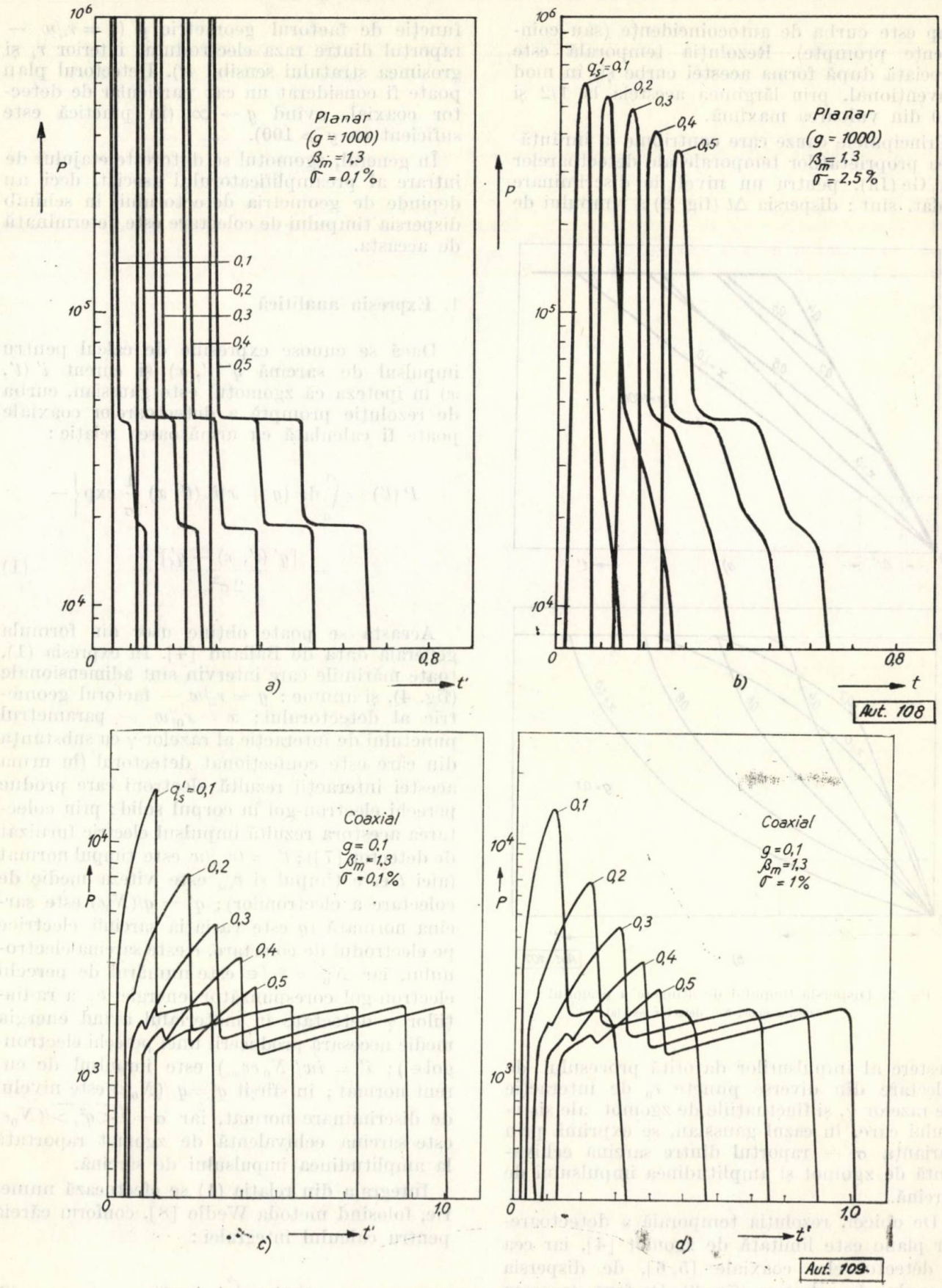


Fig. 3. Influenţa zgomotului asupra curbei de rezoluţie promptă ;
a şi *b* – detector plan ; c şi d – detector coaxial.

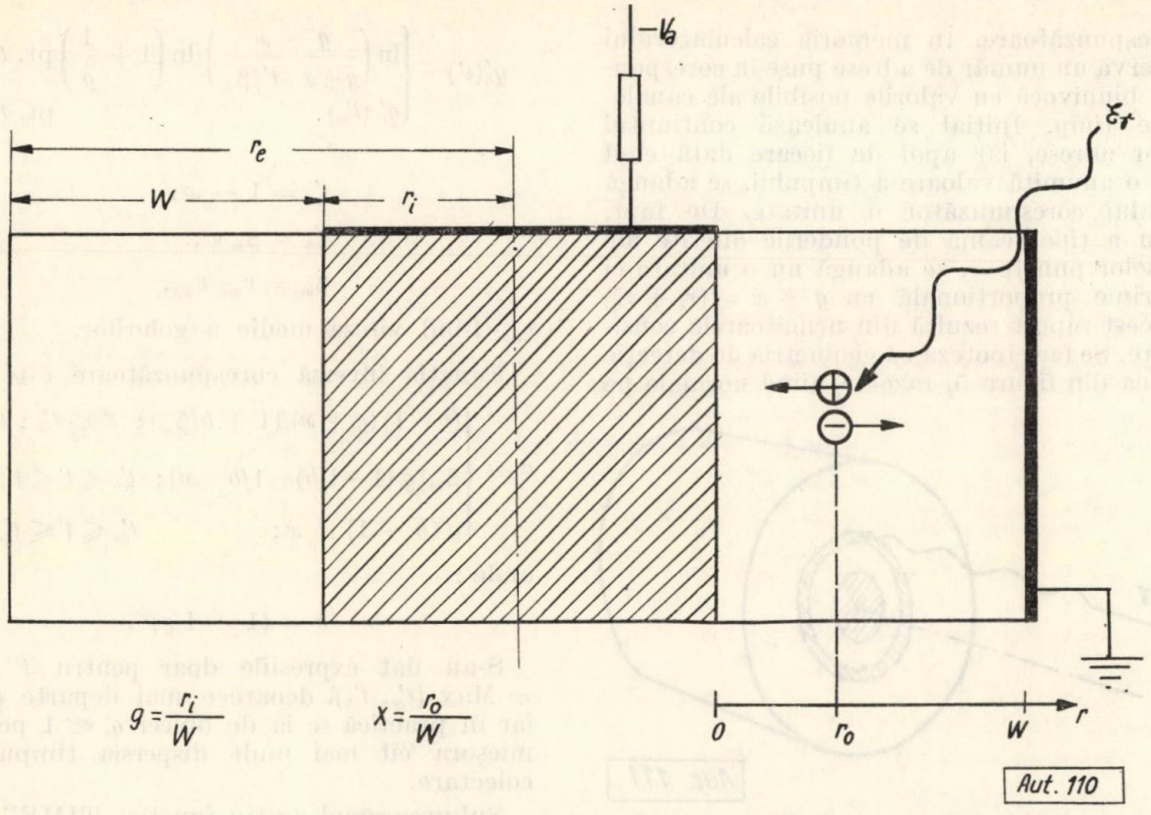


Fig. 4. Secţiune printr-un detector coaxial.

se utilizează suma:

$$I \simeq \frac{3h}{10}[y_0 + 5y_1 + y_2 + 6y_3 + y_4 + 5y_5 \ldots$$

$$\ldots + 6y_{n-3} + y_{n-2} + 5y_{n-1} + y_n] + R_5. \quad (3)$$

unde:

$$y_0 = y(a);\ y_1 = y(a+h);\ y_2 =$$

$$= y(a+2h) \ldots y_n = y(a+nh) \equiv y(b).$$

Eroarea de integrare este dată de relaţia:

$$|R_5| < \frac{47}{12\,600} nh^7 M^{VI}, \quad (4)$$

unde M^{VI} este limita superioară a $y^{VI}(x)$ în intervalul (a, b). Se vede că, la o variaţie rapidă a funcţiei de integrat, pentru a obţine o precizie suficient de bună este necesar să se aleagă un pas h suficient de mic. Datorită acestui fapt, avînd în vedere că în expresiile $q'(t', x)$ şi $i'(t', x)$ intervin de obicei funcţii exponenţiale şi logaritmice, timpul de calcul la un calculator IBM—1800 este de ordinul a 20 minute pentru un singur punct al curbei $P(t')$. La un calculator IBM—360/65, acest timp este de circa 30 de ori mai mic, dar avînd în vedere că trebuie [6, 7] calculate în medie 50 de puncte pentru fiecare curbă, iar pentru a trage concluzii generale sînt necesare multe familii de curbe corespunzătoare diverselor valori întîlnite în practică ale parametrilor, g, q_s' şi σ, timpul mare de calcul continuă să rămînă o problemă.

2. Bazele metodei

Pornind de la observaţia că rezoluţia temporală a detectoarelor coaxiale este practic (pentru valori rezonabile ale zgomotului) limitată de dispersia Δt a timpului în care este atins pragul q_s' (fig. 1), s-a căutat să se înlocuiască metoda bazată pe formula lui Balland printr-o metodă numerică directă care să asigure un timp de calcul redus, avînd în schimb dezavantajul că este mai puţin generală deoarece nu ţine seamă de influenţa zgomotului.

În mod obişnuit, din calcule se obţine expresia funcţiei $q' = q'(t', x)$ în care x este considerat drept un parametru care ia valori între 0 şi 1. Această funcţie este inversabilă, deci se poate găsi relaţia $t' = t'(q', x)$ care, pentru $q' = q_s'$ —pragul de discriminare dat, permite să se calculeze probabilitatea $P(t')$ a timpului de atingere a acestui prag*.

Într-adevăr, divizînd intervalul (0, 1) de valori ale lui x într-un mare număr de subintervale, se calculează în fiecare caz valoarea lui

* De fapt P nefiind normată, este probabilitate doar pînă la un factor numeric.

t' corespunzătoare. În memoria calculatorului se rezervă un număr de adrese puse în corespondenţă biunivocă cu valorile posibile ale canalelor de timp. Iniţial se anulează conţinutul acestor adrese, iar apoi de fiecare dată cînd apare o anumită valoare a timpului, se adaugă canalului corespunzător o unitate. De fapt, pentru a ţine seamă de ponderile diferite ale diverselor puncte x, se adaugă nu o unitate ci o mărime proporţională cu $g + x = (r_i + r_0)/w$. Acest raport rezultă din următoarele considerente. Se face ipoteza că geometria de detecţie este cea din figura 5, razele γ fiind normale pe

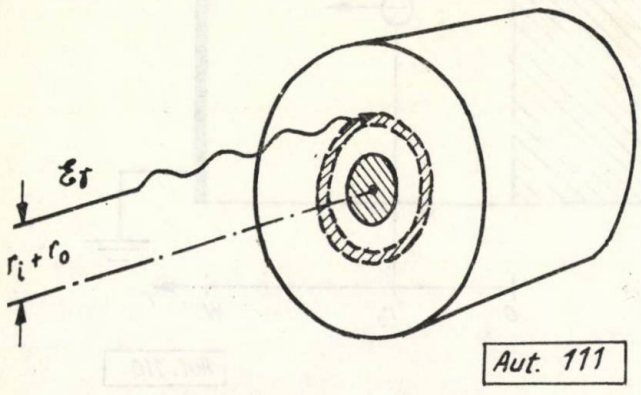


Fig. 5. Geometria de detecţie.

suprafaţa frontală a detectorului, adică în lungul axei sale de simetrie, şi că în regiunea spaţiului în care este plasat detectorul fluxul este uniform astfel încît toate punctele au aceeaşi probabilitate de interacţie cu razele γ. Aşadar, datorită simetriei cilindrice a problemei, un x dat fiind „reprezentantul" unei circumferinţe de rază $r_i + r_0 = (x + g)w$, ponderea sa este proporţională cu $(x + g)$, valorile mari fiind cu atît mai preferate cu cît g este mai mic.

În felul acesta, alegînd un număr suficient de mare de valori ale lui x, rezultă la sfîrşitul calculelor, cu o „statistică bună", frecvenţa de apariţie a fiecărui timp sau cu alte cuvinte distribuţia căutată $P(t')$.

3. Exemplu de aplicare a metodei

Să considerăm, pentru fixarea ideilor, exemplul unui detector coaxial pentru care, utilizînd aproximaţia vitezei constante şi neglijînd atît interacţiile multiple cît şi parcursul finit al electronilor secundari [6], se obţin următoarele expresii ale impulsului de sarcină:

$$q' = q'_e + q'_h; \tag{5}$$

$$q'_e(t') = \begin{cases} \ln\left(1 + \dfrac{t'}{g+x}\right) \Big/ \ln\left(1 + \dfrac{1}{g}\right) & \text{pt. } t' \leqslant t'_{ce} \\ q'_e(t'_{ce}) & \text{pt. } t' > t'_{ce} \end{cases} \tag{6}$$

$$q'_h(t') = \begin{cases} \ln\left(\dfrac{g+x}{g+x-t'/\beta_m}\right) \Big/ \ln\left(1 + \dfrac{1}{g}\right) & \text{pt. } t' \leqslant t'_{ch} \\ q'_h(t'_{ch}) & \text{pt. } t' > t'_{ch} \end{cases} \tag{7}$$

$$t'_{ce} = 1 - x; \tag{8}$$

$$t'_{ch} = \beta_m x; \tag{9}$$

$$\beta_m = v_{me}/v_{mh}, \tag{10}$$

v_{mh} fiind viteza medie a golurilor.

Funcţia inversă corespunzătoare este:

$$t' = \begin{cases} (b-1)(g+x)/(1+b/\beta_m); & t' \leqslant t'_{ch};\ t' \leqslant t'_{ce} \\ \beta_m[g(1-1/b)-1/b+x]; & t'_{ce} \leqslant t' \leqslant t'_{ch} \\ g(b-1) - x; & t'_{ch} \leqslant t' \leqslant t'_{ce} \end{cases} \tag{11}$$

unde:

$$b = (1 + 1/g)^{q'}. \tag{12}$$

S-au dat expresiile doar pentru $t' \leqslant t'_c = \text{Max}(t'_{ce}, t'_{ch})$, deoarece mai departe $q' = 1$, iar în practică se ia de obicei $q'_s \ll 1$ pentru a micşora cît mai mult dispersia timpului de colectare.

Subprogramul de tip funcţie „TIME" [9], a cărui listare este dată în anexă, permite să se calculeze expresia (11) pentru x şi b daţi. Acest subprogram este utilizat pentru calculul curbei de coincidenţe prompte, care se face cu programul principal „POTIM". Datele de intrare sînt: β_m notat cu $BETA$, g notat cu A, q'_s — QS, $h_{t'}$ — HT (lărgimea canalului de timp), numărul canalelor de timp afişate M între $t' = 0$ şi $t' = \beta_m$, numărul de diviziuni ale intervalului de valori ale lui x, N. De exemplu: $BETA = 1{,}3$; $A = 0{,}5$; $QS = 0{,}2$; $HT = 0{,}01$; $M = 100$; $N = 20\,000$.

Făcînd calcule cu această metodă, precum şi cu cea bazată pe formula Balland pentru zgomot neglijabil ($\sigma = 1‰$), se obţin aceleaşi rezultate.

4. Concluzii

Evaluarea performanţelor detectoarelor Ge (Li) de tip plan şi coaxial în aplicaţii temporale se face utilizînd curba de autocoincidenţă a acestora. Pentru calculul acestei curbe există o metodă bazată pe o expresie analitică ce se poate efectua printr-o integrare numerică. În această expresie intervenind funcţii rapid variabile, timpul de calcul rezultant este relativ lung, chiar cu sisteme moderne de calcul cum este IBM 360/65.

Metoda propusă în această lucrare este de asemenea numerică, fiind bazată pe simularea procesului fizic care are loc în detector cînd acesta este supus unui flux de radiaţii gama,

Principalul avantaj practic al metodei în comparaţie cu precedenta constă în scurtarea timpului de calcul. De asemenea, fiind o metodă directă, ea a permis să se verifice valabilitatea expresiei analitice pe care se bazează prima metodă, cu ambele obţinîndu-se aceleaşi rezultate. Întrucît nu ţine seamă de efectele zgomotului, metoda este potrivită în special pentru detectoare de tip coaxial, utilizate în mod frecvent în fizica şi tehnica nucleară.

ANEXĂ

Lista instrucţiunilor Fortran. Programul principal POTIM şi subprogramul de tip funcţiune TIME

```
      DIMENSION R (6), S (7)
      COMMON BETA, A
   80 CONTINUE
      READ (5, 100) BETA, A
  100 FORMAT (2F10.4)
      AL = ALOG (1. + 1./A)
      WRITE (6, 200) BETA, A
  200 FORMAT (///, 1Hb, 'BETA = ', F10.4, 3X, 'GEOMETRIC FACTOR =', F9.3,/)
      DO 2 K = 1, 6
      AK = K - 1
    2 R (K) = AK/5.
      WRITE (6, 123) R
  123 FORMAT (1Hb, 'X =', 6F9.2, //1Hb, 'Q =', 6 (4X, 'T =', 3X))
      DO 300 J = 1, 10
      AJ = J - 1
      Q = AJ/10.
      S (1) = Q
      C = Q * AL
      B = EXP (C)
      DO 208 I = 1, 6
      AI = I - 1
      X = AI/5.
      T = TIME (X, B)
  208 S (I + 1) = T
  500 FORMAT (1Hb, F4.1, 6F9.4)
  300 WRITE (6, 500) S
  600 FORMAT (F4.0)
      READ (5, 600) TOTO
      IF (TOTO - 999) 700, 800, 700
  800 GO TO 80
  700 STOP
      END
      FUNCTION TIME (X, B)
      COMMON BETA, A
      TCE = 1. - X
      TCT = BETA * X
      T = (B - 1.) * (A + X)/(1. + B/BETA)
      IF (T - TCT) 10, 10, 11
   10 IF (T - TCE) 20, 20, 11
   20 GO TO 70
   11 T = BETA * (A - (A + 1.)/B + X)
      IF (T - TCT) 30, 30, 33
   30 IF (T - TCE) 33, 40, 40
   40 GO TO 70
   33 T = A * (B - 1.) - X
      IF (T - TCT) 66, 50, 50
   50 IF (T - TCE) 70, 70, 66
   66 T = 0.1E + 30
   70 TIME = T
      RETURN
      END
```

BIBLIOGRAFIE

[1] Poenaru, D. N., Vîlcov, N. *Measurement o nuclear radiations with semiconductor devices.* New York, Chemical Publishing Company, 1969.

[2] Ostertag, E., Miehe, J. A., Coche, A. În: L'Onde électrique, nr. 495, 583, 1968.

[3] Chase, R. L. În: Rev. sci. instr. 39, 1318, 1968.

[4] Balland, J. C. Thèse, Inst. de phys. nucl., Lyon, 1967.

[5] Poenaru, D. N., Stuck, R., Siffert, P. *Colloque sur l'électronique impulsionelle rapide*, Grenoble, 1970.

[6] Poenaru, D. N., Stuck, R., Siffert, P. În: IEEE trans. NS—17, 3, 176, 1970.

[7] Poenaru, D. N. *Impulsurile detectorilor de radiaţii cu semiconductori.* Bucureşti, Editura Academiei R.S.R., 1968.

[8] Angot, A. *Compléments de mathématiques.* Paris, Edition de la revue d'optique, 1961.

[9] Poenaru, D. N. *FORTRAN programs for Ge (Li) detector time characteristics.* Preprint I.F.A. — CRD 44, 1970, Bucureşti, 1970.

Ing. MIRCEA CIUGUDEAN

Algoritm de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor binari, utilizabil în calculatoarele electronice

În ultimul deceniu o serie de cercetători în domeniul construcţiei calculatoarelor numerice [1], [2], [3] s-au preocupat de găsirea unui algoritm de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor binari care să poată fi utilizat sub formă de instrucţie „cablată" în dispozitivul aritmetic al unui calculator. Desigur scopul generării logaritmilor şi antilogaritmilor cu ajutorul unor circuite logice în calculator este înlocuirea operaţiilor aritmetice relativ complicate şi cu durată mare, cum sînt înmulţirea, împărţirea, ridicarea la putere şi extragerea rădăcinii, prin operaţii simple efectuate în timp scurt. După cum se observă din lucrarea [1], logaritmii binari (în baza 2) par să fie cel mai uşor de obţinut (mantisa, dar mai ales caracteristica). În plus, ei prezintă avantajul că, datorită utilizării sistemului binar în calculator, operaţiile de ridicare la o putere egală cu o putere a lui 2 şi de extragere a rădăcinii de ordin egal cu o putere a lui 2 includ o logaritmare, o simplă deplasare spre stînga sau spre dreapta a logaritmului binar al operandului şi apoi o antilogaritmare. Logaritmul în oricare altă bază poate fi obţinut prin înmulţirea logaritmului binar cu o constantă, operaţie care se poate face tot cu ajutorul logaritmilor.

Algoritmele de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor prezentate în [1] şi [2] nu asigură precizia necesară în calculatoarele electronice

numerice, iar cel prezentat în [3] deşi asigură precizia dorită nu permite obţinerea unei durate suficient de reduse a operaţiilor.

Astăzi în unele calculatoare electronice se efectuează operaţiile de înmulţire, împărţire, ridicare la putere şi extragere a rădăcinii cu ajutorul unor „circuite iterative sau celulare" [4—9] care, realizate în tehnologie integrată, asigură o durată redusă a operaţiilor. Un calculator echipat cu astfel de circuite nu mai efectuează operaţiile aritmetice amintite, prin adunări sau scăderi repetate; cifrele rezultatului unei operaţii apar codificate prin nivele de tensiune la ieşirea unui circuit logic combinaţional celular la ale cărui intrări s-au aplicat nivele de tensiune ce reprezintă cifrele operanzilor în sistemul binar. Durata operaţiei este determinată de timpul de propagare a informaţiei prin circuitele celulare.

În lucrarea de faţă se prezintă un algoritm de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor binari pe baza căruia se pot realiza simplu circuite logice iterative (celulare) [10], [11], [12], pentru un dispozitiv aritmetic al unui calculator electronic numeric. Precizia calculului pe baza acestui algoritm, în cazul folosirii circuitelor logice celulare, se poate face oricît de bună prin simpla ataşare de noi celule, întrucît toate celulele din circuit sînt identice şi sînt interconectate în mod regulat [10], [11], [12].

Folosirea algoritmelor de dezvoltare în serie clasice la realizarea de circuite de logaritmare şi antilogaritmare nu este de loc avantajoasă din cauza numărului mare de înmulţiri. Acestea trebuie efectuate cu circuite de genul celor prezentate în [4] sau [6], numărul circuitelor şi durata operaţiei devenind exagerate. Soluţia nu a fost încă adoptată sau propusă în literatura de specialitate.

Algoritmul se poate folosi însă şi sub formă cablată în dispozitivele aritmetice obişnuite sau pentru calcul pe bază de program în calculatoarele numerice obişnuite. În acest caz, el ar putea asigura un timp de calcul mai redus şi un volum ocupat de program în memorie de asemenea mai redus decît algoritmele de dezvoltare în serie clasice. Precizia ce se obţine cu algoritmul propus (analizată în partea a doua a lucrării de faţă) va fi însă mai mică decît cea care se poate obţine cu algoritmele de dezvoltare în serie clasice; pentru îmbunătăţirea ei, algoritmul propus necesită modificări ca adăugarea unei corecţii sau repetarea factorilor de ordinul (n — 1) şi n.

La prima vedere se pare că numărul circuitelor logice necesare pentru generarea logaritmilor şi antilogaritmilor binari este foarte mare. Cu toate acestea, în cazul folosirii tehnologiei integrate, se poate realiza fiecare celulă ca un circuit integrat independent sau un număr oarecare de celule într-un singur circuit integrat. Dacă tehnologia integrării pe scară largă va rezolva problema unui număr de ieşiri al unei capsule mai mare decît 50, există şansa de a se realiza întregul circuit de calcul printr-un singur circuit integrat. În aceasta constă avantajul algoritmului prezentat în lucrare.

În [13] este arătată o posibilitate de obţinere a logaritmilor zecimali cu un număr mare de cifre prin descompunerea numărului ce se logaritmează în factori şi apoi prin adunarea logaritmilor factorilor daţi cu 32 de zecimale în tabele. Algoritmul din [13] a fost adaptat în lucrarea de faţă la sistemul binar de numeraţie, evidenţiindu-se anumite particularităţi ale sale şi completîndu-se cu aprecieri asupra preciziei calculului şi asupra posibilităţilor de aplicare în circuitele celulare.

Un număr binar A' poate fi descompus în factori în forma:

$$A' = A_0 (1 + k_{11} 2^{-1}) (1 + k_{12} 2^{-1}) (1 + \\ + k_{13} 2^{-1}) \ldots (1 + k_{21} 2^{-2}) (1 + k_{22} 2^{-2}) \ldots \\ \ldots (1 + k_{n1} 2^{-n}) (1 + k_{n2} 2^{-n}) \ldots \quad (1)$$

unde:

A_0 este numărul întreg cel mai apropiat de numărul A', dar mai mic decît acesta;

k_{ij} — coeficient de creştere, egal cu 1 sau 0, ce arată dacă factorul respectiv există sau lipseşte în descompunerea în factori ($i = 1 \ldots n$);

n — numărul de cifre binare ale factorilor, care poate să fie mai mare sau egal cu cantitatea cifrelor binare ale numărului A' (în funcţie de precizia dorită [10], [11]).

În această descompunere există posibilitatea ca acelaşi factor să apară de mai multe ori, ceea ce complică mult efectuarea operaţiei de descompunere cu circuite logice.

Deoarece în cazul folosirii logaritmilor în calculatoare se lucrează separat cu caracteristica şi mantisa [1], se poate normaliza numărul în interiorul domeniului:

$$1 \leqslant A < 2 \quad (2)$$

pe baza relaţiei:

$$A' = 2^c A, \quad (3)$$

c fiind caracteristica lui $\log_2 A'$.

Într-un dispozitiv aritmetic cu virgulă flotantă, normalizarea numerelor este făcută şi deci folosirea logaritmilor în acest tip de dispozitiv este foarte comodă. Într-un dispozitiv aritmetic cu virgulă fixă este necesară această operaţie suplimentară de normalizare a numărului înainte de generarea logaritmului binar, determinîndu-se totodată şi caracteristica logaritmului.

Asupra caracteristicilor logaritmilor în cazul operaţiilor de înmulţire, împărţire, ridicare la putere şi extragere de rădăcină se efectuează operaţii foarte simple — adunări sau scăderi. De aceea în cele ce urmează se prezintă numai algoritmul de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor şi binari pentru un număr A normalizat în domeniul (2).

Pentru $1 \leqslant A < 2$ rezultă $A_0 = 1$. De asemenea din calcule rezultă că:

$$\log_2 A < 1, \tag{4}$$

$$\log_2 (1 + 2^{-1}) > \frac{1}{2}, \tag{5}$$

$$\log_2 (1 + 2^{-i}) \leqslant 2 \cdot \log_2 [1 + 2^{-(i+1)}]. \tag{6}$$

Pe baza relaţiilor (4), (5), (6) se poate trage concluzia că primul factor din descompunerea în factori (1) nu poate să apară decît o singură dată (altfel ar rezulta $\log_2 A > 1$), iar factorii următori nu pot nici ei să apară în descompunere decît o singură dată (altfel în locul a doi factori de ordinul $i + 1$ s-ar putea introduce un singur factor de ordinul i). Pe baza acestor concluzii se poate pune dezvoltarea în factori a numărului binar A în forma:

$$A = (1 + k_1 2^{-1})(1 + k_2 2^{-2}) \ldots (1 + k_n 2^{-n}) = \prod_{i=1}^{i=n} (1 + k_i 2^{-i}). \tag{7}$$

Factorii pot avea valorile:

$$1 + k_i 2^{-i} \begin{cases} = 1, & \text{cînd } k_i = 0 \\ = 1 + 2^{-1}, & \text{cînd } k_i = 1 \end{cases}$$

În primul caz factorii nu apar în descompunere, iar în al doilea caz ei au o valoare constantă cunoscută. Se poate vedea uşor că în descompunere nu pot să apară toţi factorii, deoarece pentru $k_1 = k_2 = \ldots = k_n = 1$ rezultă $A \cong 2{,}38$, ceea ce nu este posibil dacă numărul a fost normalizat în domeniul $1 - 2$. Deci cel puţin un factor va lipsi din descompunere ($k_1 = 0$ sau $k_2 = 0$ cînd lipseşte un singur factor).

Prin logaritmarea în baza 2 a ultimei forme a numărului A rezultă:

$$L = \log_2 A = \log_2 (1 + k_1 2^{-1}) + \log_2 (1 + k_2 2^{-2}) + \ldots + \log_2 (1 + k_n 2^{-n}), \tag{8}$$

unde fiecare termen din dreapta poate avea valoarea:

$$\log_2 (1 + k_i 2^{-i}) \begin{cases} 0, & \text{cînd } k_i = 0 \\ L_i = \log_2 (1 + 2^{-i}), & \text{cînd } k_i = 1 \end{cases}$$

valorile L_i fiind constante cunoscute.

Relaţia (8) se poate scrie deci:

$$L = k_1 L_1 + k_2 L_2 + \ldots + k_n l_n = \sum_{i=1}^{i=n} k_i L_i, \tag{9}$$

care dă logaritmul binar L al numărului A în funcţie de valorile coeficienţilor de creştere k_i.

Se poate enunţa acum algoritmul de calcul al logaritmului binar al unui număr A ($1 \leqslant A < 2$). El conţine o „descompunere în factori" şi apoi operaţia de „logaritmare propriu-zisă" (9).

1. Se compară numărul A cu factorul $(1 + 2^{-1})$ şi rezultă una dintre situaţiile:

a) $A \geqslant (1 + 2^{-1})$ deci $k_1 = 1$

b) $A < (1 + 2^{-1})$, deci $k_1 = 0$.

2. Se compară numărul A cu produsul factorilor $(1 + k_1 2^{-1})(1 + 2^{-2})$ şi rezultă una dintre situaţiile:

a) $A \geqslant (1 + k_1 2^{-1})(1 + 2^{-2})$, deci $k_2 = 1$

b) $A < (1 + k_1 2^{-1})(1 + 2^{-2})$, deci $k_2 = 0$

⋮

n) Se compară numărul A cu produsul:

$$(1 + k_1 2^{-1}) \ldots [1 + k_{n-1} 2^{-(n-1)}](1 + 2^{-n})$$

şi rezultă una dintre situaţiile:

a) $A \geqslant (1 + k_1 2^{-1}) \ldots [1 + k_{n-1} 2^{-(n-1)}](1 + 2^{-n})$, deci $k_n = 1$

b) $A < (1 + k_1 2^{-1}) \ldots [1 + k_{n-1} 2^{-(n-1)}](1 + 2^{-n})$, deci $k_n = 0$.

Fiind determinate valorile coeficienţilor de creştere k_i, se aplică relaţia (9) şi se determină logaritmul $L = \log_2 A$.

Algoritmul de calcul al antilogaritmului binar al unui logaritm L dat, cuprins în domeniul:

$$0 \leqslant L < 1, \tag{10}$$

este de fapt inversul algoritmului de calcul al logaritmului binar de mai sus. Algoritmul include o „descompunere în termeni" a logaritmului şi apoi operaţia de „antilogaritmare propriu-zisă" (7).

1. Se compară logaritmul L cu constanta L_1 şi rezultă dintre situaţiile:

a) $L \geqslant L_1$, deci $k_1 = 1$

b) $L < L_1$, deci $k_1 = 0$.

2. Se compară logaritmul L cu suma $k_1 L_1 + L_2$ şi rezultă una dintre situaţiile:

a) $L \geqslant k_1 L_1 + L_2$, deci $k_2 = 1$

b) $L < k_1 L_1 + L_2$, deci $k_2 = 0$

⋮

n. Se compară logaritmul L cu suma:

$$k_1 L_1 + \ldots + k_{n-1} L_{n-1} + L_n$$

şi rezultă una dintre situaţiile:

a) $L \geqslant k_1 L_1 + \ldots + k_{n-1} L_{n-1} + L_n$, deci $k_n = 1$

b) $L < k_1 L_1 + \ldots + k_{n-1} L_{n-1} + L_n$, deci $k_n = 0$.

Fiind determinate valorile coeficienţilor de creştere, se calculează acum antilogaritmul A cu relaţia (7).

Operaţiile aritmetice cerute de algoritmele prezentate constă deci în comparări (efectuate prin determinarea împrumutului la scădere), adunări şi înmulţiri. Înmulţirea se face însă cu un factor de forma $(1 + 2^{-i})$ şi se reduce deci la o adunare a produsului efectuat anterior cu el însuşi, deplasat însă cu i poziţii binare spre dreapta.

După cum se observă, calculul logaritmilor şi antilogaritmilor binari conform algoritmelor prezentate reprezintă un calcul iterativ în care numărul de iteraţii este fixat dinainte prin adoptarea cantităţii n a cifrelor factorilor $(1+2^{-i})$ şi constantelor L_i. În aceste iteraţii însăşi constantele L_i introduc o eroare din cauza cantităţii lor finite de cifre, iar la efectuarea produsului factorilor prin deplasarea la dreapta cu i poziţii binare a produsului anterior se pierd cifrele din dreapta poziţiei 2^{-n} (dacă circuitele electronice sînt limitate la n poziţii sau biţi).

În continuare se va determina eroarea absolută maximă teoretică în cadrul operaţiilor de logaritmare şi antilogaritmare propriu-zise, efectuate cu algoritmul prezentat, şi se va aprecia eroarea absolută maximă posibilă în cazuri practice.

Eroarea absolută la calculul logaritmului cu relaţia (9) este

$$\Delta L = \sum_{i=1}^{i=n} k_i E_i, \qquad (11)$$

unde E_i este eroarea constantelor L_i datorită cantităţii finite de cifre. Astfel, pentru constante L_i cu n cifre binare rezultă:

$$E_i < 2^{-n} \qquad (12)$$

şi deoarece cel puţin un coeficient de creştere este nul, eroarea absolută maximă teoretică la calculul logaritmului este:

$$\Delta L_{mt} < (n-1) \cdot 2^{-n}. \qquad (13)$$

Astfel, pentru $n = 37$ rezultă:

$$\Delta L_{mt} < 36 \cdot 2^{-37} < 2^6 \cdot 2^{-37} = 2^{-31}, \qquad (14)$$

deci pentru un calculator la care numerele au 32 biţi, adică 31 biţi după virgulă, eroarea este mai mică decît bitul cel mai puţin semnificativ dacă se utilizează circuitele logice pentru generarea logaritmilor binari lucrînd cu 37 biţi.

În realitate nu toate constantele L_i au aceeaşi eroare absolută. Din tabela cu valorile constantelor L_i dată în [10] se poate vedea că, prin reţinerea unei anumite cantităţi de cifre, aproximativ jumătate din constante au eroarea $E_i < 2^{-n}$ (se înlătură cifrele 1 în poziţia $-(n+1)$), iar cealaltă jumătate au eroarea $E_i < 2^{-(n+1)}$ (se înlătură cifrele 0 în poziţia $-(n+1)$). Cu aceasta rezultă eroarea absolută maximă posibilă:

$$\Delta L_{mp} < \frac{n}{2} \cdot 2^{-n} + \frac{n}{2} 2^{-(n+1)} = n \cdot 2^{-(n+1)} +$$

$$+ n \cdot 2^{-(n+2)} = n \cdot 2^{-(n+1)} (1 + 2^{-1}), \qquad (15)$$

care pentru $n = 37$ are valoarea:

$$\Delta L_{mp} < 37 \cdot 2^{-38} (1 + 2^{-1}) =$$

$$= 55{,}5 \cdot 2^{-38} < 2^6 \cdot 2^{-38} = 2^{-32}, \qquad (16)$$

deci cu un ordin mai mică decît cea dată de relaţia (14).

Eroarea absolută ΔL va fi în majoritatea cazurilor mult mai mică decît cea dată de (16) din cauză că erorile E_i sînt mai mici decît cele adoptate aici, iar coeficienţii k_i nu sînt toţi egali cu 1. Trebuie remarcat că eroarea ΔL_{mt} sau ΔL_{mp} este întotdeauna negativă şi că există posibilitatea reducerii ei printr-o corecţie a valorii logaritmului (de exemplu, adăugînd la L corecţia $\Delta L_{mp}/2$, se reduce la jumătate eroarea ΔL_{mp} care poate fi acum pozitivă sau negativă).

Analiza preciziei la calculul antilogaritmului se face pe baza relaţiei (7). Se consideră toţi coeficienţii de descompunere k_i egali cu 1 şi se determină ordinul s al iteraţiei după care încep să apară erori prin înlăturarea cifrelor din dreapta poziţiei n la deplasarea produsului anterior. Ordinul s se determină din condiţia:

$$2^{-(1+2+3+\cdots+s)} > 2^{-n}, \qquad (17)$$

de unde:

$$1 + 2 + 3 + \ldots + s < n. \qquad (18)$$

Eroarea absolută introdusă începînd cu iteraţia $s + 1$ prin însumarea produsului deplasat este $E_i < 2^{-n}$ şi eroarea absolută maximă teoretică va fi:

$$\Delta A_{mt} < (n - s) E_i = (n - s) 2^{-n}, \qquad (19)$$

unde s se determină din relaţia (18). Astfel pentru $n = 37$ rezultă $s = 8$ şi:

$$\Delta A_{mt} < 29 \cdot 2^{-37} < 2^5 \cdot 2^{-37} = 2^{-32}. \qquad (20)$$

Ţinînd seamă şi aici de faptul că în realitate aproximativ jumătate din produsele deplasate introduc, prin limitarea numărului de cifre la n, erori $E_i < 2^{-n}$, iar cealaltă jumătate —

erori $E_i < 2^{-(n+1)}$, rezultă eroarea absolută maximă posibilă la calculul antilogaritmului:

$$\Delta A_{mp} < \frac{n-s}{2} \cdot 2^{-n} + \frac{n-s}{2} \cdot 2^{-(n+1)} =$$

$$= (1 + 2^{-1})(n-s)\,2^{-(n-1)}. \qquad (21)$$

Astfel, pentru $n = 37$ şi $s = 8$ se obţine:

$$\Delta A_{mp} < 1{,}5 \cdot 29 \cdot 2^{-38} < 2^6 \cdot 2^{-38} = 2^{+32}. \qquad (22)$$

O altă sursă de erori în calculul logaritmilor şi antilogaritmilor o constituie operaţiile de descompunere în factori, respectiv de descompunere în termeni. Erorile se manifestă aici prin deducerea unui şir de coeficienţi de creştere k_i care diferă de cel exact. Cauza acestor erori o constituie numărul limitat de cifre ale produsului factorilor, respectiv ale constantelor L_i. Astfel, din cauza numărului de cifre limitat, condiţia (6) nu mai este întotdeauna îndeplinită pentru $i = n/2 \ldots n$ [10], [11] şi unii factori sau termeni ar putea să apară de două ori în descompunere. Algoritmul prezentat nu ţine seamă de acest lucru, însă în locul unui factor de un anumit ordin „scăpat" apare în descompunere, datorită comparaţiilor ce se fac, un şir de factori de ordin mai mare al căror produs se apropie mult de valoarea factorului „scăpat". Din această cauză, erorile introduse de operaţiile de descompunere sînt mult mai mici decît cele care apar la operaţiile de logaritmare şi antilogaritmare propriu-zise.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mitchell, J. N. *Computer multiplication and division using binary logarithms.* In: IRE trans. on electronic computers EC—11, nr. 4, 1962, p. 512—517.

[2] Combet, H., Van Zonneveld, H., Verbeek, L. *Computation of the base two logarithm of binary numbers.* In: IEEE trans. on electronic computers EC—14, nr. 6, 1965. p. 863—867.

[3] Dean, K. J. *A fresh approach to logarithmic computation.* In: Electronic engineering, nr. 494, 1969, p. 488.

[4] Dean, K. J. *Design for a full multiplier.* In: Proc. IEE, nr. 11, 1968, p. 1592—1594.

[5] Dean, K. J. *Binary division using a data dependent iterative array.* In: Electronic letters, nr. 4, iunie 1968, p. 283—284.

[6] Guild, H. H. *Fully iterative fast array for binary multiplication and addition.* In: Electronics letters, nr. 12, iunie 1969. p. 263.

[7] Soceneanţu, A. *Dispozitiv cablat în formă de matrice pentru realizarea împărţirii binare.* OSIM, dosar 65911, Bucureşti.

[8] Dean, K. J. *Cellular logical array for obtaining the square of a binary number.* In: Electronics letters, nr. 16, august 1969. p. 370—371.

[9] Dean, K. J. *Cellular logical array for extracting square roots.* In: Electronics letters, nr. 4, 1968, p. 314—315.

[10] Ciugudean, M. *Algoritm şi circuit logic pentru generarea paralelă a logaritmilor binari.* OSIM, dosar 65085/1970, Bucureşti.

[11] Ciugudean, M. *Algoritm şi circuit logic pentru generarea paralelă a antilogaritmilor binari.* OSIM, dosar 63851/1970, Bucureşti.

[12] Ciugudean, M. *Circuit logic pentru generarea paralelă a logaritmilor şi antilogaritmilor binari.* OSIM, dosar 65086/1970, Bucureşti.

[13] Ghinkin, G. G. *Logaritmi deţibeli deţiloghi.* Moscova, Gosudarstvennoe energheticeskoe izdatelistvo, 1962.

Ing. DANIEL BELOIU

Utilizarea unei memorii asociative pentru transferul datelor

Lucrarea de faţă indică o metodă economică şi rapidă de prelucrare a datelor provenind de la mai multe surse periferice.

Prin surse de date se înţeleg unităţi periferice care introduc (sau scot) date în (din) memoria calculatorului. Astfel de unităţi pot fi cititoare şi perforatoare de cartele, benzi, tambure şi discuri magnetice etc., care se leagă la o unitate centrală prin intermediul unei unităţi de control pentru intrări şi ieşiri (fig. 1).

1. Metode pentru intrarea şi ieşirea datelor

Intrarea şi ieşirea datelor în calculator se fac folosind diferite medii de înregistrare — hîrtie, straturi magnetice, tuburi catodice etc., pentru citirea sau scrierea datelor.

Spre deosebire de tubul catodic la care scrierea se face cu fascicul electronic, deci foarte rapid, folosirea celorlalte medii se face lent, astfel încît unitatea de prelucrare a datelor, cu viteză de lucru mare, aşteaptă mult. Este adevărat că la calculatoarele cu multiprogramare se micşorează timpul de aşteptare, dar pentru aceasta se introduc registre tampon. Dăm mai jos alte metode.

1. Se alocă pentru fiecare sursă o unitate de canal. Metoda este costisitoare, dar are avantajul nediscriminării canalelor după viteză (fiecare canal are autonomie şi acces, independent de celelalte canale, la memorie).

2. Pentru fiecare sursă se construieşte un registru tampon care egalează vitezele diferitelor surse. Metoda este costisitoare şi insuficient de rapidă întrucît foloseşte cicluri de memorie neefective.

3. Se prevede un singur canal de date pentru toate sursele (numit canal multiplexor), iar

selecţia şi prelucrarea datelor se fac atribuind fiecărei surse numărătoare de control, care definesc în fiecare moment, pentru fiecare sursă, adresa datelor în interiorul sursei şi adresa în memoria principală. Metoda este economică deoarece foloseşte doar un canal, dar pe canalul multiplexor nu pot intra sursele lente şi rapide simultan.

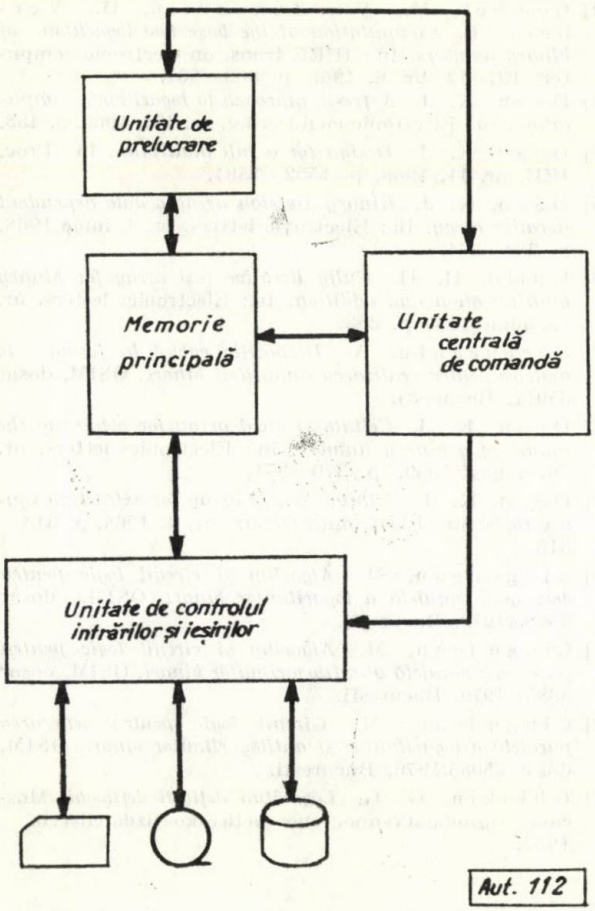


Fig. 1. Unitatea de control al intrărilor şi ieşirilor asigură controlul surselor (porniri-opriri, întreruperi, verificarea datelor etc.).

4. Se poate folosi o memorie asociativă în care datele apar la întîmplare şi apoi se selectează după un conţinut numit cheie sau identificator.

Pentru a fi eficace, memoria asociativă trebuie să fie rapidă şi ieftină. În literatură se cunosc diferite tipuri de memorii asociative. Mai jos se descrie un tip care foloseşte registre şi comparatoare.

2. Construcţia unei memorii asociative

Pentru a fi rapidă, memoria asociativă pe care o descriem are celule de date construite din bistabili (cu transistoare sau circuite integrate). Nu insistăm decît asupra schemei logice, întrucît amănuntele tehnice se pot găsi în lucrarea [3].

Se pot folosi două metode:

1. Examinarea simultană (fig. 2) a cheilor foloseşte cîte un circuit de comparare pentru fiecare celulă de date. Semnalul CE este semnalul de egalitate între celula de date şi conţinutul registrului de identificare, în care caz se opreşte căutarea mai departe şi se duce registrul găsit în registrul de date. Semnalele CM, Cm se dau în cazul neegalităţii, pentru a continua căutarea. Această metodă este folosită la viteze mari, dar este mai scumpă. Dacă două sau mai multe celule au chei identice, extragerea datelor corespunzătoare se face prin două sau mai multe interogări.

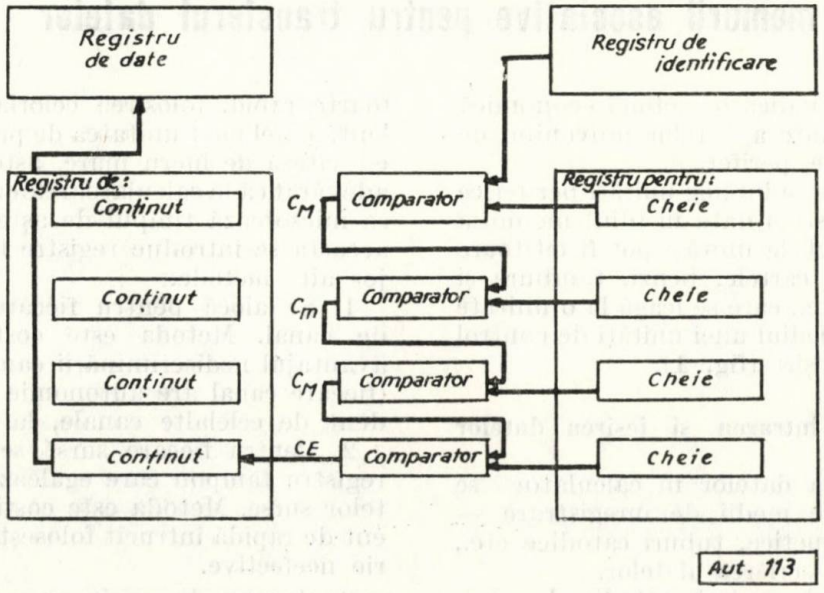


Fig. 2. Compararea cheii cu identificatorul se face simultan; semnalul *CE* indică conţinutul selectat.

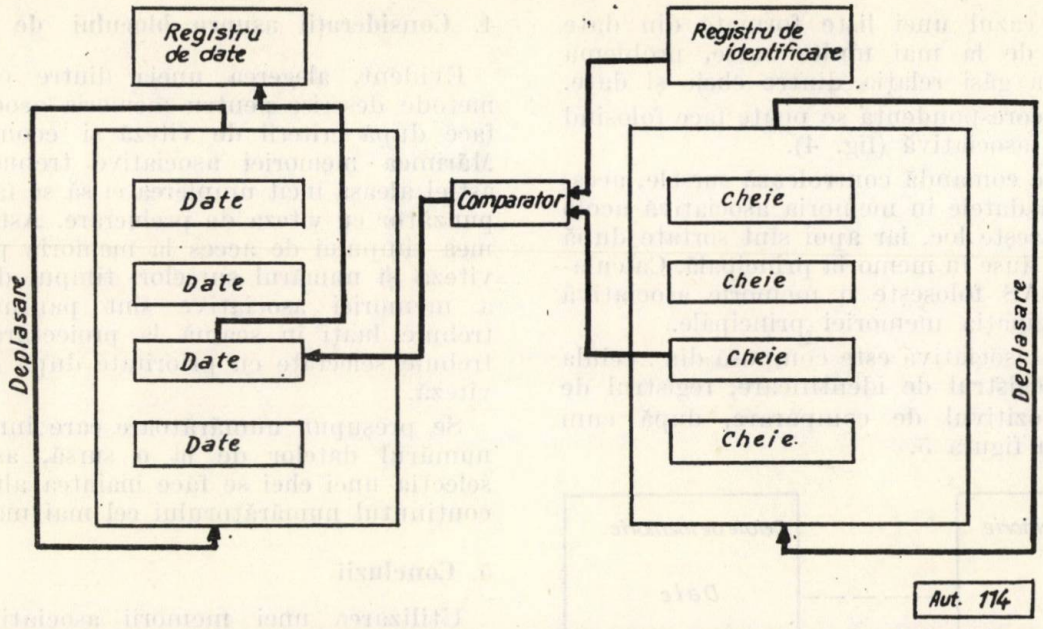


Fig. 3. Asocierea cheii la identificator se face succesiv; deplasarea poate să fie electronică sau mecanică (tambur sau disc magnetic, linie de întîrziere sau tub catodic etc.).

2. Se mai poate utiliza compararea succesivă a cheilor (fig. 3) în care datele, împreună cu cheile corespunzătoare, sînt examinate circular (round-robin) pînă la găsirea egalității. Cînd se găsește egalitatea se oprește deplasarea și se transferă celula găsită în registrul de date. Altfel, se continuă căutarea. Metoda este mai înceată dar mai ieftină, deoarece folosește un singur circuit de comparare.

3. Principiul de lucru cu o memorie asociativă pentru transportul datelor

Selecția datelor de la mai multe surse care apar înscrise într-o memorie asociativă înseamnă de fapt examinarea unei liste și clasificarea membrilor listei după criteriile de clasă. Analog cu catalogarea datelor de inventar, fiecare membru al listei are un indice de recunoaștere numit identificator sau cheie.

Această cheie poate fi o parte din cuvînt sau întreg cuvîntul. Cheile trebuie să fie diferite dacă aparțin la clase diferite.

În cazul cînd se face sortarea datelor după cheie, datele trebuie să fie ordonate (în ordine ascendentă sau descendentă). Numărul cheilor cu care se clasifică o listă depinde de numărul de clase, de exemplu numărul de aparate periferice, numărul de programe care folosesc datele, numărul de fișiere de date etc.

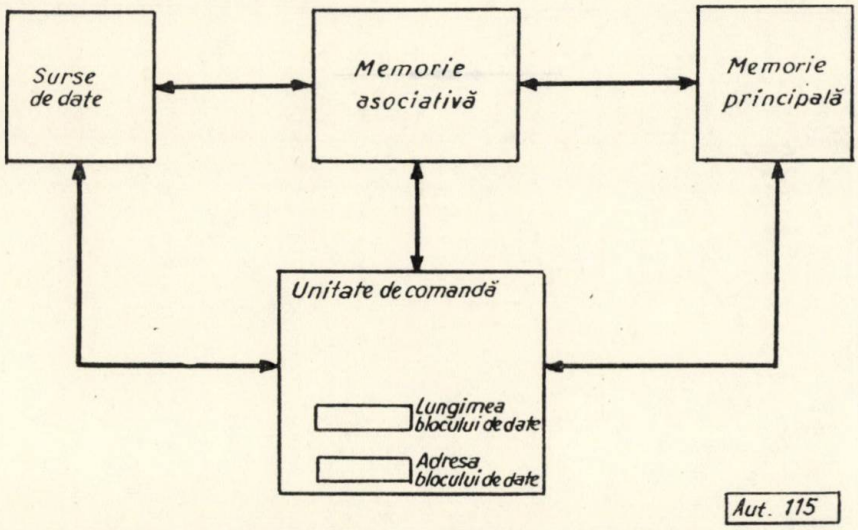


Fig. 4. Unitatea de comandă asigură continuitatea fluxului de date de la surse la memoria principală; registrele de lungime a blocului de date și de adresă a blocului permit o funcționare intermitentă și cu viteze de lucru neegale a surselor.

Deci în cazul unei liste formate din date provenind de la mai multe surse, problema constă în a găsi relaţia dintre cheie şi date.

Această corespondenţă se poate face folosind o memorie asociativă (fig. 4).

Blocul de comandă controlează sursele, acestea încarcă datele în memoria asociativă acolo unde se găseşte loc, iar apoi sînt sortate după chei şi sînt duse în memoria principală. Calculatorul ATLAS foloseşte o memorie asociativă pentru paginaţia memoriei principale.

Memoria asociativă este compusă din : celula de date, registrul de identificare, registrul de date, dispozitivul de comparare, după cum rezultă din figura 5.

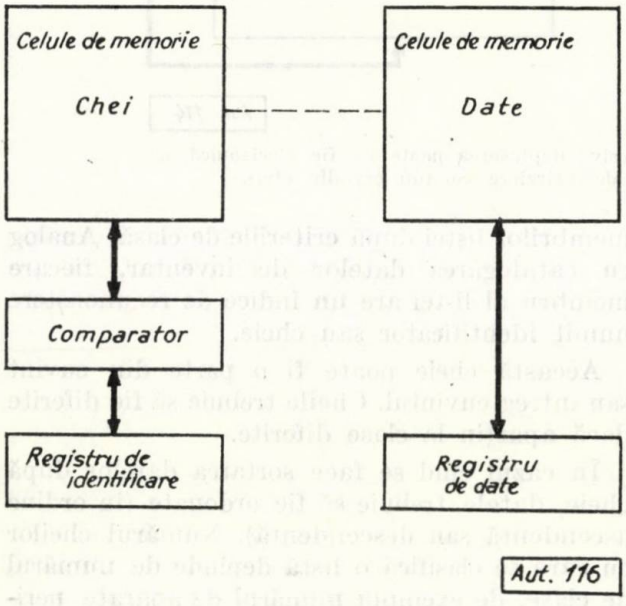


Fig. 5. Datele se selectează după cheie, corespunzător registrului de identificare.

4. Consideraţii asupra blocului de comandă

Evident, alegerea uneia dintre cele două metode descrise pentru memoria asociativă se face după criterii de viteză şi economicitate. Mărimea memoriei asociative trebuie să fie astfel aleasă încît umplerea ei să se facă corespunzător cu viteza de prelucrare. Astfel, mărimea timpului de acces la memoria principală, viteza şi numărul surselor, timpul de căutare a memoriei asociative sînt parametri care trebuie luaţi în seamă la proiectare. Sursele trebuie selectate cu prioritate după criterii de viteză.

Se presupun numărătoare care înregistrează numărul datelor de la o sursă, astfel încît selecţia unei chei se face înaintea alteia, după conţinutul numărătorului cel mai mare.

5. Concluzii

Utilizarea unei memorii asociative, astfel cum este descrisă în această lucrare, pentru a crea simultaneitatea de lucru a mai multor surse periferice de intrare-ieşire într-un calculator, poate fi extinsă şi la un dispozitiv de sortare a datelor.

În lucrarea [3] s-a indicat cum se construiesc circuitele de comparare. Aceste circuite pot fi folosite şi într-o memorie asociativă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hellerman, L., Hoering, G. H. *Control storage use in implementing an associative memory for a time-shared processor.* În : IEEE trans. on computers, vol. C—17, nr. 12, 1968, p. 1144.

[2] Natarajan, N. K., Thomas, P. A. V. *A multiacces associative memory.* În : IEEE trans. on computers, vol. C—18, nr. 5, 1969, p. 424.

[3] Beloiu, D. *Metode de comparare a două numere binare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1970, p. 224.

Ing. V. POPOVICI

Optimizarea transformărilor spaţiu-timp în reţelele iterative bidimensionale

1. Reţele iterative

Particularităţile tehnologiei circuitelor logice integrate şi necesitatea de a se exploata la maximum progresele înregistrate în acest domeniu au ridicat probleme noi la proiectarea logică a calculatoarelor numerice. Reţelele iterative, cunoscute şi sub denumirea de logică celulară, reprezintă una dintre variantele cele mai avantajoase de realizare a circuitelor logice integrate pe scară largă [1].

Reţelele iterative sînt formate din celule identice aranjate sub formă regulată, astfel încît fiecare celulă să fie interconectată numai cu celulele din imediata ei vecinătate. Complexitatea unei celule poate varia în limite extrem de largi : de la cîteva circuite combinaţionale — în cazul microcelulelor, pînă la circuite combinaţionale şi secvenţiale care pot forma chiar calculatoare întregi — în cazul macrocelulelor [2]. În continuare se vor considera numai reţelele iterative plane sau bidimensionale formate din microcelule (fig. 1).

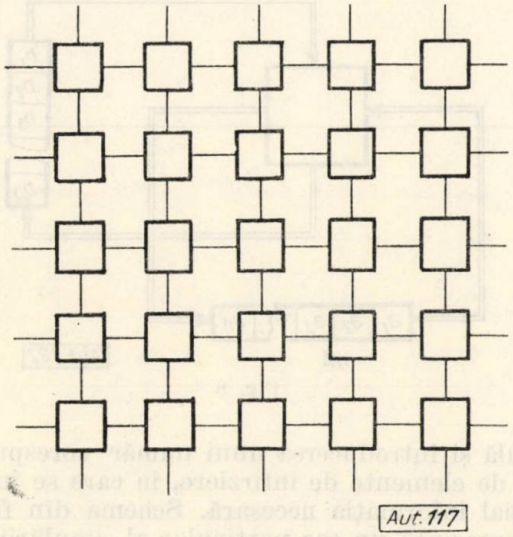


Fig. 1

2. Transformări spaţiu-timp în reţelele iterative

Noţiunea de transformare spaţiu-timp [3] a apărut prin generalizarea unor consideraţii privind compromisul dintre timpul de realizare a unei operaţii aritmetice într-un calculator şi numărul de circuite folosite în acest scop.

Exemplul clasic în acest domeniu îl reprezintă operaţia de adunare serie sau paralel. Sumatorul paralel poate fi considerat un caz particular de reţea iterativă unidimensională. Reţelele iterative plane sau bidimensionale pot fi folosite pentru efectuarea calculelor care presupun o circulaţie bidimensională a informaţiei (fig. 2) : operaţii de sortare, inversări de matrice, programare liniară etc. [4]. Cazul cel

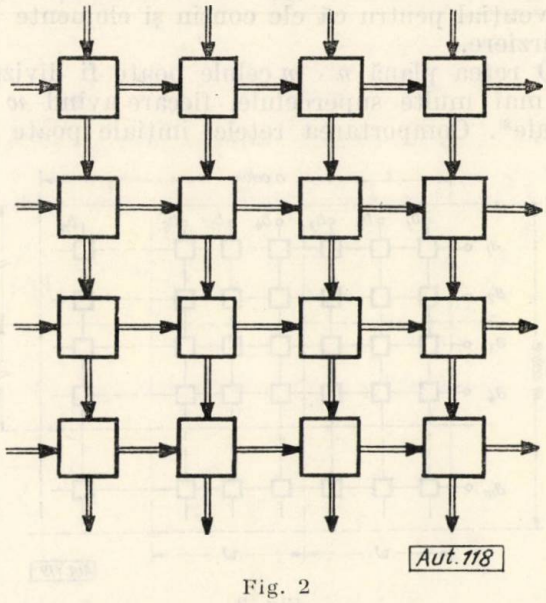


Fig. 2

mai reprezentativ îl constituie însă schemele de înmulţire şi împărţire rapidă cunoscute sub denumirea de dispozitive de accelerare a înmulţirii, respectiv împărţirii, de gradul II [5], care pot fi încadrate în clasa reţelelor iterative bidimensionale.

Dispozitivele de înmulţire pot fi realizate, în general, în mai multe moduri, care diferă între ele prin numărul de circuite folosite şi timpul necesar pentru înmulţire [5], [6] :

a) dispozitive de înmulţire serie ;

b) dispozitive de înmulţire serie-paralel ;

c) dispozitive de accelerare a înmulţirii de gradul II.

În concluzie, se pot obţine diverse variante ale dispozitivului de înmulţire, folosind aceeaşi celulă de bază (în principiu un sumator complet) prin diferite reprezentări (spaţial sau temporal) ale celor două direcţii de circulaţie a informaţiei. Procedeul prin care se trece de la o variantă la cealaltă se numeşte transformare spaţiu-timp şi este echivalent cu modificarea raportului dintre numărul de celule de bază folosite şi timpul necesar pentru efectuarea unei operaţii.

3. Reţele condensate generalizate

Cele trei variante ale dispozitivului de înmulţire care au fost prezentate în paragraful precedent nu epuizează toate posibilităţile de realizare a operaţiei de înmulţire, putînd fi

imaginate şi o serie de variante intermediare. Noţiunea de reţea condensată generalizată se foloseşte pentru a defini toate reţelele iterative care pot fi obţinute prin aplicarea unor transformări spaţiu-timp asupra unei reţele iterative plane. De remarcat că reţeaua iterativă plană constituie un circuit combinaţional, în timp ce reţelele condensate generalizate funcţionează secvenţial pentru că ele conţin şi elemente de întîrziere.

O reţea plană $n \cdot m$ celule poate fi divizată în mai multe supercelule, fiecare avînd $w \cdot h$ celule*. Comportarea reţelei iniţiale poate fi

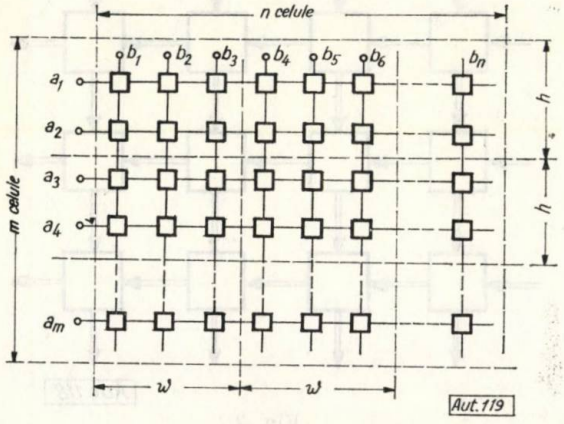


Fig. 3

simulată în mai multe moduri, cu ajutorul supercelulelor şi al unor elemente de întîrziere [3]:

a) Simularea rînd cu rînd (fig. 4): fiecare rînd al supercelulei este continuat cu un element

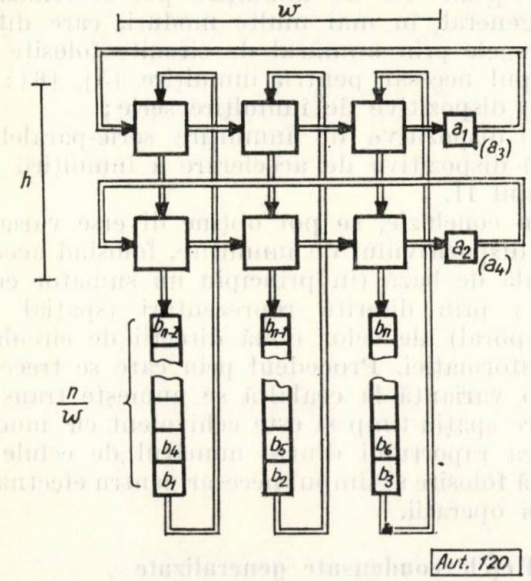


Fig. 4

de întîrziere (de exemplu un circuit basculant bistabil) şi fiecare coloană, cu $\frac{n}{w}$ elemente de întîrziere. Informaţia care trebuie înscrisă iniţial în elementele de întîrziere, pentru ca supercelula să realizeze în final aceleaşi funcţii logice ca şi reţeaua plană, este specificată în interiorul fiecărui element de întîrziere.

b) Simularea coloană cu coloană (fig. 5) nu diferă de simularea rînd cu rînd decît prin interschimbarea celor două axe.

c) Simularea celulă cu celulă (fig. 6) se obţine prin reducerea reţelei plane la o singură

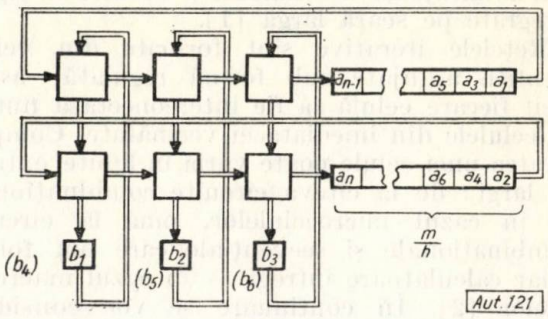


Fig. 5

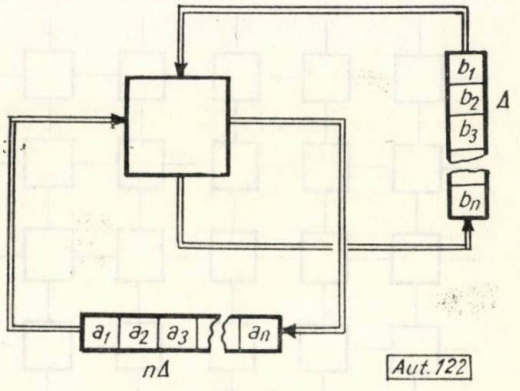


Fig. 6

celulă şi introducerea unui număr corespunzător de elemente de întîrziere, în care se înscrie iniţial informaţia necesară. Schema din figura 6 reprezintă un caz particular al simulării rînd cu rînd sau coloană cu coloană, în care $w = h = 1$.

Pentru caracterizarea unei reţele condensate generalizate se folosesc doi parametri:

— timpul de calcul T;
— preţul reţelei P.

Expresia aproximativă a timpului de calcul pentru o reţea condensată generalizată, în funcţie de dimensiunile reţelei şi de întîrzierea maximă pe o celulă t_0, este [3]:

$$T = \frac{n \cdot m}{w \cdot h}(w + h - 1)t_0 \qquad (1)$$

* Se admite că n este multiplu de w şi m multiplu de h (fig. 3).

În cazul simulării rînd pe rînd, preţul reţelei poate fi calculat cu relaţia :

$$P' = w \cdot h \cdot C' + (h + n) F', \qquad (2a)$$

unde :

C' este preţul unei celule ;
F' — preţul unui element de întîrziere.

Pentru simplificarea calculelor care vor urma, se va lucra cu preţuri relative, considerînd $P = \frac{P'}{C'}$, $C = \frac{C'}{C'} = 1$ şi $F = \frac{F'}{C'}$, astfel că :

$$P = w \cdot h + (h + n) F. \qquad (2b)$$

4. Optimizarea transformărilor spaţiu-timp

Întrucît caracterizarea reţelei condensate generalizate se face cu ajutorul a doi parametri, problema optimizării transformărilor spaţiu-timp se poate pune în două moduri :

a) stabilirea dimensiunilor supercelulei astfel ca să se obţină timpul de calcul minim pentru un preţ dat P_0 ;

b) stabilirea dimensiunilor supercelulei astfel ca să se obţină preţul minim pentru un timp de calcul dat T_0.

Din punct de vedere matematic se pune problema determinării minimului unei funcţii (P sau T) de două variabile (w, h), între care există însă o relaţie (valoarea P_0 sau T_0).

Cazul I. Determinarea parametrilor w, h pentru care se obţine timpul de calcul minim pentru un preţ P_0 dat

$$P_0 = wh + (h + n) F, \qquad (3)$$

de unde

$$w = \frac{P_0 - F(h + n)}{h}. \qquad (4)$$

Introducînd valoarea w dată de (4) în expresia timpului de calcul, rezultă :

$$T = \frac{nm}{P_0 - F(h + n)} \left[h + \frac{P_0 - F(h+n)}{n} - 1 \right] t_0. \qquad (5)$$

Derivînd funcţia T în raport cu variabila h, se obţine :

$$\frac{dT}{dh} = -\frac{1}{h^2} + \frac{P_0 - F \cdot n - F}{[P_0 - F(h+n)]^2}. \qquad (6)$$

Valorile variabilei h, pentru care se obţin punctele de extrem ale funcţiei T, se calculează din condiţia $\frac{dT}{dh} = 0$; efectuînd calculele se ajunge la soluţiile :

$$h_1 = \frac{P_0 - F \cdot n}{F + \sqrt{P_0 - F \cdot n - F}} \text{ şi } h_2 = \frac{P_0 - F \cdot n}{F - \sqrt{P_0 - F \cdot n - F}}. \qquad (7)$$

Din ecuaţia (4) se determină valorile corespunzătoare ale variabilei w.

$$w_1 = \sqrt{P_0 - F \cdot n - F} \text{ şi } w_2 = -\sqrt{P_0 - F \cdot n - F}. \qquad (8)$$

Întrucît pot fi acceptate numai soluţii pozitive, rezultă în final :

$$h = \frac{P_0 - F_n}{F + \sqrt{P_0 - F \cdot n - F}}; \qquad (9a)$$

$$w = \sqrt{P_0 - F \cdot n - F}. \qquad (9b)$$

Cazul II. Determinarea parametrilor w, h pentru care se obţine preţul minim pentru un timp de calcul dat T_0

$$T_0 = \frac{nm}{wh} \cdot (w + h - 1) \cdot t_0, \qquad (10)$$

de unde

$$w = \frac{h - 1}{\frac{T_0 h}{n m t_0} - 1}. \qquad (11)$$

Introducînd valoarea w dată de (11) în expresia preţului reţelei, rezultă :

$$P = \frac{h(h-1)}{\frac{T_0 h}{n m t_0} - 1} + (h + n) t_0. \qquad (12)$$

Procedînd ca şi în cazul I, se obţin următoarele valori ale variabilei h pentru care funcţia P prezintă puncte de extrem :

$$h_1 = \frac{n m t_0}{T_0} \left(1 + \sqrt{\frac{n m t_0 - T_0}{n m t_0 + T_0 F}} \right); \qquad (13a)$$

$$h_2 = \frac{n m t_0}{T_0} \left(1 - \sqrt{\frac{n m t_0 - T_0}{n m t_0 + T_0 F}} \right). \qquad (14a)$$

Întrucît expresia de sub radical este întotdeauna cuprinsă între 0 şi 1, se reţin ambele soluţii. Valorile corespunzătoare ale variabilei w se calculează din relaţia (11) :

$$w_1 = \frac{\frac{n m t_0}{T_0} \left(1 + \sqrt{\frac{n m t_0 - T_0}{n m t_0 + T_0 F}} \right) - 1}{+ \sqrt{\frac{n m t_0 - T_0}{n m t_0 + T_0 F}}}; \qquad (13b)$$

$$w_2 = \frac{\frac{n m t_0}{T_0} \left(1 - \sqrt{\frac{n m t_0 - T_0}{n m t_0 + T_0 F}} \right) - 1}{- \sqrt{\frac{n m t_0 - T_0}{n m t_0 + T_0 F}}}. \qquad (14b)$$

În general, $n m t_0 \geqslant T_0$, astfel că rădăcina w_2 este negativă şi nu poate fi acceptată ; în consecinţă se reţin numai soluţiile h_1 şi w_1 date de relaţiile (13a) şi (13b).

Rezultatele obţinute au la bază cîteva aproximări şi ipoteze simplificatoare, dintre care cele mai importante sînt următoarele:

a) soluţiile w, h calculate nu sînt în general submultipli întregi ai numerelor n, respectiv m, deci soluţia finală se alege aproximînd valorile calculate cu cel mai apropiat număr întreg submultiplu de n, respectiv m;

b) s-a neglijat întîrzierea suplimentară introdusă de circuitele bistabile, folosite ca elemente de întîrziere, ipoteză care este valabilă dacă:

— celulele de bază conţin mai multe nivele logice;

— supercelulele sînt formate din mai mult decît 8—10 celule de bază.

5. Aplicaţie. Proiectarea optimă a unui dispozitiv de înmulţire

În încheiere se va aplica procedeul de optimizare descris, pentru cazul concret al dispozitivului de înmulţire, considerîndu-se cunoscută funcţionarea acestuia. Celula de bază a reţelei este formată dintr-un sumator complet şi un circuit logic ŞI. Se pune problema stabilirii dimensiunilor supercelulei astfel încît să fie satisfăcut unul dintre criteriile de optimizare amintite. În cazul realizării celulei de bază circuite integrate din familia TTL, aceasta va avea schema logică din figura 7. Elementele

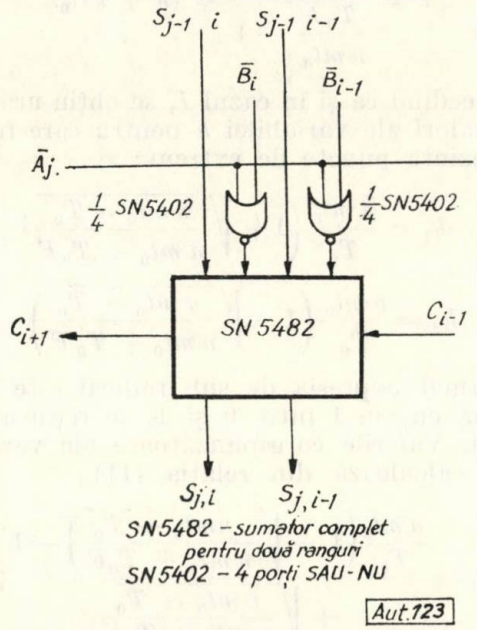


Fig. 7

de întîrziere pot fi realizate cu circuite basculante bistabile de tip D, sincronizate.

Valorile mărimilor F şi t_0 se determină pe baza datelor de catalog [7]; pentru cazul studiat se obţine $F = 0{,}5$ şi $t_0 = 15$ ns. Lungimea numerelor care se înmulţesc se consideră egală cu 32 de biţi, astfel că dimensiunile reţelei iterative sînt $m = 32$ şi $h = 32$.

Cunoscînd aceste mărimi, determinarea dimensiunilor optime ale supercelulei poate fi efectuată direct, prin aplicarea formulelor (9a), (9b), respectiv (13a), (13b), în funcţie de criteriul de optimizare ales. În general este însă utilă evaluarea în prealabil a valorilor maxime şi minime ale parametrilor P şi T;

a) valorile $P_{\min}$ şi $T_{\max}$ se calculează, pentru cazul limită $h = w = 1$, din formulele (1) şi (2b):

$$P_{\min} = 17{,}3 \quad T_{\max} = 15{,}4 \ \mu\text{s};$$

b) valorile $P_{\max}$ şi $T_{\min}$ se calculează, pentru cazul limită $h = m = 32$ şi $w = n = 32$, cu aceleaşi formule:

$$P_{\max} = 1\,046, \quad T_{\min} = 0{,}945 \ \mu\text{s}.$$

Cazul I. Să se determine dimensiunile supercelulei astfel ca să se obţină timpul de calcul minim pentru $P_0 \leqslant 86$.

Aplicînd relaţiile (9a) şi (9b) se obţine:

$$h = 7{,}8, \quad w = 8.$$

Se rotunjeşte $h = 8$ şi dispozitivul de înmulţire se realizează sub forma din figura 4.

Cazul II. Să se determine dimensiunile supercelulei astfel ca să se obţină preţul minim pentru $T_0 \leqslant 6\,000$ ns.

Aplicînd relaţiile (13a) şi (13b) se obţine: $h = 3{,}84$, $w = 5{,}7$.

Se rotunjeşte $h = 4$, $w = 8$ şi dispozitivul de înmulţire se realizează sub forma din figura 4.

6. Concluzii

Procedeul de optimizare a transformărilor spaţiu-timp descris în lucrare constituie un instrument eficace în proiectarea logică a reţelelor iterative bidimensionale, permiţînd determinarea simplă a compromisului optim dintre consumul de circuite şi timpul de efectuare a operaţiilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Minnick, R. C. *A survey of microcellular research* In: Journ. of A.C.M., nr. 2, 1967.
[2] Davis, R. L. *The ILLIAC IV processing element.* In: IEEE trans. on computers, nr. 9, 1969.
[3] Hennie, F. C. *Finite-state models for logical machines.* New York, Wiley, 1967.
[4] Kautz, W. H. *Cellular logic-in-memory arrays.* In: IEEE trans. on computers. nr. 8, 1969.
[5] Karţev, M. A. *Arifmetika ţifrovîh maşin.* Moscova, Nauka, 1969.
[6] Chu Y. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.
[7] *Texas instruments.* TTL integrated circuits catalog 1971

Ing. D. STANOMIR

Grafuri de fluenţă matriciale şi utilizarea lor în teoria sistemelor

Grafurile de fluenţă constituie un puternic mijloc de analiză a sistemelor liniare [1], [2]. Variabilele asociate nodurilor precum şi transmitanţele arcelor sînt caracterizate prin cîte o singură mărime. Vor fi numite, de aceea, *grafuri de fluenţă scalare*. În opoziţie cu acest gen de grafuri se pot concepe grafuri de fluenţă în care variabilele asociate nodurilor precum şi transmitanţele arcelor sînt caracterizate prin cîte o matrice şi din această cauză vor fi numite *grafuri de fluenţă matriciale*. În lucrare va fi analizată o clasă particulară de grafuri matriciale şi anume acelea în care variabilele asociate nodurilor sînt vectori sau matrice de tip $(n, 1)$, iar transmitanţele arcelor sînt matrice constante de tip (n, m).

În prima parte sînt deduse unele teoreme privind operaţiile elementare asupra grafurilor considerate.

În a doua parte sînt prezentate aplicaţii ale teoriei dezvoltate la teoria sistemelor. Se va vedea că se poate obţine în acest mod o serie de reprezentări sugestive ale structurii sistemelor.

1. Teoreme privitoare la operaţii elementare asupra grafurilor

În cele ce urmează se va nota prin :

x, y, ... — vectori ;

A, B, ... — matricele dreptunghiulare constante ;

I — matricea unitate ;

Σ — un anumit grup de termeni dintr-o ecuaţie matricială.

Dacă este vorba de mai mulţi vectori desemnaţi cu aceeaşi literă, distingerea lor se face printr-un indice superior, de exemplu x^1, x^2 etc.

Tipul matricelor este astfel ales încît înmulţirile să fie conforme.

Noţiunile de bază ale grafurilor de fluenţă scalare [1], [2], nod, arc, buclă etc., sînt transpuse fără nici o dificultate pentru grafurile de fluenţă matriciale, astfel că ele nu vor mai fi reamintite ci vor fi direct aplicate în cele ce urmează.

Teorema 1. Eliminarea unui nod cu două arce adiacente, unul convergent, celălalt divergent.

Se consideră subgraful dat în figura 1, *a* ale cărui ecuaţii sînt :

$$\begin{cases} x^1 = A\,x^0 \\ x^2 = B\,x^1 + \Sigma_2 \end{cases}$$

Eliminînd nodul 1 se obţine ecuaţia :

$$x^2 = B\,A\,x^0 + \Sigma_2$$

căreia îi corespunde subgraful dat în figura 1, *b*.

Regula este similară cu cea de la grafurile de fluenţă scalare, cu deosebirea că produsul transmitanţelor matriciale nu este în general comutativ şi că termenii produsului sînt luaţi într-o ordine inversă sensului de parcurgere a celor două arce.

Rezultatul se generalizează imediat pentru $n + 1$ noduri în cascadă.

Teorema 2. Eliminarea unui nod cu trei arce adiacente, dintre care două convergente iar ultimul divergent.

Se consideră subgraful dat în figura 1, *c* ale cărui ecuaţii sînt :

$$\begin{cases} x^3 = A\,x^1 + B\,x^2 \\ x^4 = C\,x^3 + \Sigma_4 \end{cases}$$

Eliminînd nodul 3 se obţine ecuaţia :

$$x^4 = C\,A\,x^1 + C\,B\,x^2 + \Sigma_4$$

căreia îi corespunde subgraful dat în figura 1, *d*.

Ca şi mai sus produsele transmitanţelor sînt necomutative.

Rezultatul se generalizează pentru un nod cu $n + 1$ arce adiacente, dintre care n convergente, iar ultimul divergent.

Teorema 3. Eliminarea unui nod cu trei arce adiacente, dintre care două divergente, iar ultimul convergent.

Se consideră subgraful dat în figura 1, *e* ale cărui ecuaţii sînt :

$$\begin{cases} x^2 = A\,x^1 \\ x^3 = B\,x^2 + \Sigma_3 \\ x^4 = C\,x^2 + \Sigma_4 \end{cases}$$

Eliminînd nodul 2 se obţin ecuaţiile :

$$\begin{cases} x^3 = B\,A\,x^1 + \Sigma_3 \\ x^4 = C\,A\,x^1 + \Sigma_4 \end{cases}$$

cărora le corespunde subgraful dat în figura 1, *f*.

Ca şi mai sus produsele transmitanţelor sînt necomutative.

Rezultatul se generalizează imediat pentru un nod cu $n + 1$ arce adiacente, dintre care n divergente iar ultimul convergent.

Teorema 4. Eliminarea unui nod cu patru arce adiacente, dintre care două convergente şi două divergente.

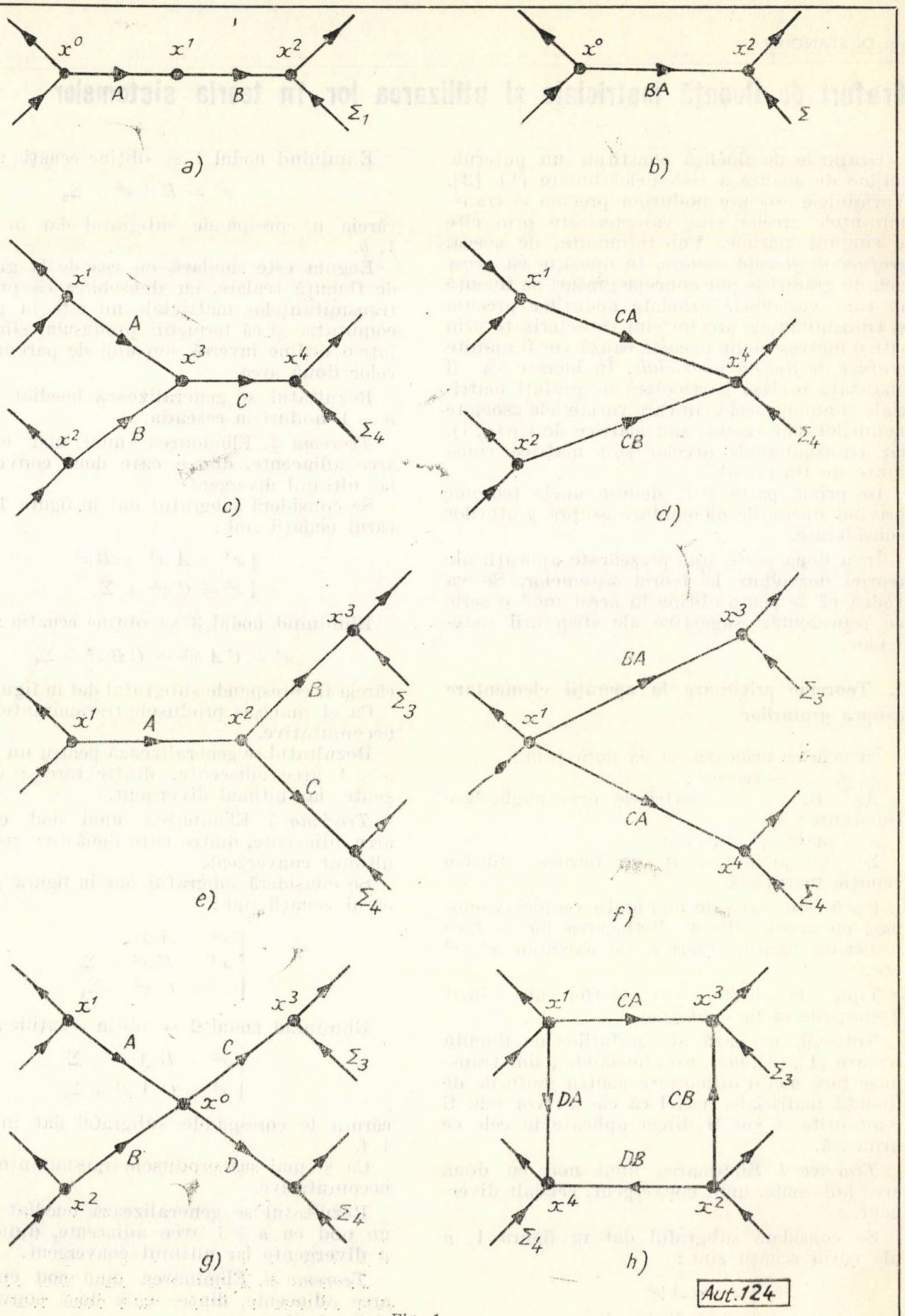

x⁰
x¹
x²
A
B
Σ1
a)
x⁰
x²
BA
Σ
b)
x¹
A
x³
x⁴
C
B
x²
Σ4
c)
x¹
CA
x⁴
x²
CB
Σ4
d)
x³
x¹
A
x²
B
Σ3
C
Σ4
e)
x³
BA
Σ3
x¹
CA
x⁴
Σ4
f)
x¹
A
C
x³
Σ3
x⁰
B
D
x²
Σ4
g)
x¹
CA
x³
Σ3
DA
CB
DB
x⁴
x²
Σ4
h)
Aut.124

Fig. 1

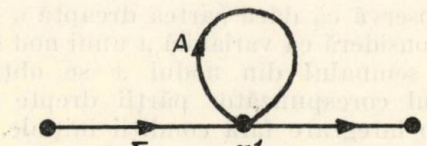
Se consideră subgraful dat în figura 1, *g* ale cărui ecuaţii sînt :

$$\begin{cases} x^0 = A\,x^1 + B\,x^2 \\ x^3 = C\,x^0 + \Sigma_3 \\ x^4 = D x^0 + \Sigma_4 \end{cases}$$

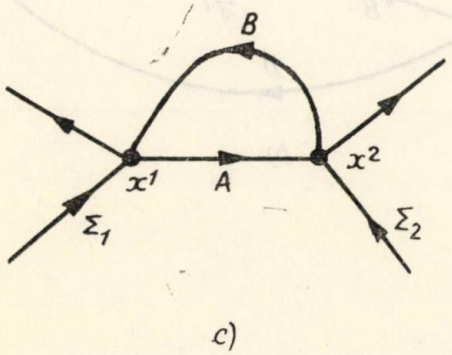
Eliminînd nodul 0 se obţin ecuaţiile :

$$\begin{cases} x^3 = C\,A\,x^1 + C\,B\,x^2 + \Sigma_3 \\ x^4 = D\,A\,x^1 + D\,B\,x^2 + \Sigma_4 \end{cases}$$

cărora le corespunde subgraful dat în figura 1, *h*.



a)



c)

dispună de teoreme de reducere a grafelor cu bucle. Mai jos sînt date două.

Teorema 5. Eliminarea unei bucle simple.

Se consideră subgraful dat în figura 2, *a* a cărui ecuaţie este :

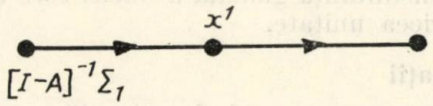
$$x^1 = A\,x^1 + \Sigma_1.$$

Explicitînd variabila x^1 se obţine ecuaţia :

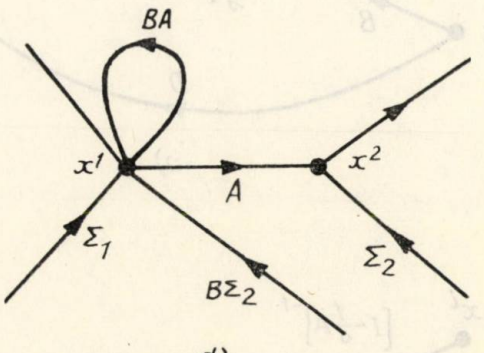
$$x^1 = [\mathrm{I} - A]^{-1}\,\Sigma_1$$

căreia îi corespunde subgraful dat în figura 2, *b*.

Teorema este similară cu cea de la grafurile de fluenţă scalare, cu deosebirea că transmitan-



b)



d)

Aut. 125

Fig. 2

Ca şi mai sus produsele transmitanţelor sînt necomutative.

Mai este utilă o teoremă a cărei justificare este evidentă. Dacă există n arce A^i, $i = \overline{1, n}$, unind nodul 1 cu nodul 2 cele n arce se pot înlocui cu un singur arc de transmitanţă :

$$A = \sum_i A^i.$$

Teoremele de mai sus permit reducerea unui *graf cascadă* (care nu conţine bucle) la un graf cu un singur arc, adică de fapt conduc la rezolvarea grafului.

Grafurile de fluenţă corespunzătoare sistemelor liniare dinamice multiport conţin întotdeauna bucle, astfel că este necesar să se

ţele arcelor incidente se înmulţesc la stînga cu inversul matricei $[I - A]$. Rolul unităţii de la grafurile scalare îl are aici matricea unitate I avînd acelaşi tip ca şi A.

O regulă mai complexă privitoare la bucle este dată de :

Teorema 6. Eliminarea unei bucle compuse constituită din două arce.

Se consideră subgraful dat în figura 2, *c* ale cărui ecuaţii sînt :

$$\begin{cases} x^1 = B\,x^2 + \Sigma_1 \\ x^2 = A\,x^1 + \Sigma_2 \end{cases}$$

Dacă se urmăreşte eliminarea unui nod al buclei, de exemplu nodul 2, se explicitează variabila x^1 în funcţie de variabila x^2, iar

ecuaţia nodului 2 rămîne neschimbată. Se pot obţine în acest caz

$$\begin{cases} x^1 = B\,A\,x^1 + \Sigma_1 + B\,\Sigma_2 \\ x^2 = A\,x^1 + \Sigma_2 \end{cases}$$

Ecuaţiilor de mai sus le corespunde subgraful dat în figura 2, *d*.

Se poate tot aşa de bine elimina nodul 1 şi se obţine un subgraf similar. Trebuie avut în vedere la transpunere că, pe bucla redusă la un nod, apare o transmitanţă care are ca prim termen transmitanţa arcului din buclă care a fost redus, iar ca al doilea termen transmitanţa arcului care rămîne în subgraf.

Ultimele două teoreme au sens în mod evident dacă transmitanţa globală a buclei este diferită de matricea unitate.

2. Aplicaţii

a) *Reprezentarea grafo-funcţională a modelului fizic asociat unui sistem de ecuaţii de stare.*

în care s-a notat prin :

x — vectorul de stare (n, l);
u — vectorul de intrare (m, l);
y — vectorul de ieşire (p, l),

iar prin A, B, C, D — matrice constante de dimensiuni corespunzătoare.

Aplicînd transformarea Laplace ecuaţiei prime din (1) se obţine :

$$s\,\mathfrak{L}\,[x] = A\,\mathfrak{L}\,[x] + B\,\mathfrak{L}\,[u] + x^i, \qquad (2)$$

în care x^i este matricea stării iniţiale.

Se observă că dacă partea dreaptă a ecuaţiei (2) se consideră ca variabilă a unui nod separat, atunci semnalul din nodul x se obţine din semnalul corespunzător părţii drepte din (2) printr-o integrare fără condiţii iniţiale. Ţinînd seamă de aceasta, graful de fluenţă, sau mai bine-zis graful funcţional, corespunzător sistemului descris de ecuaţiile (1) are forma dată

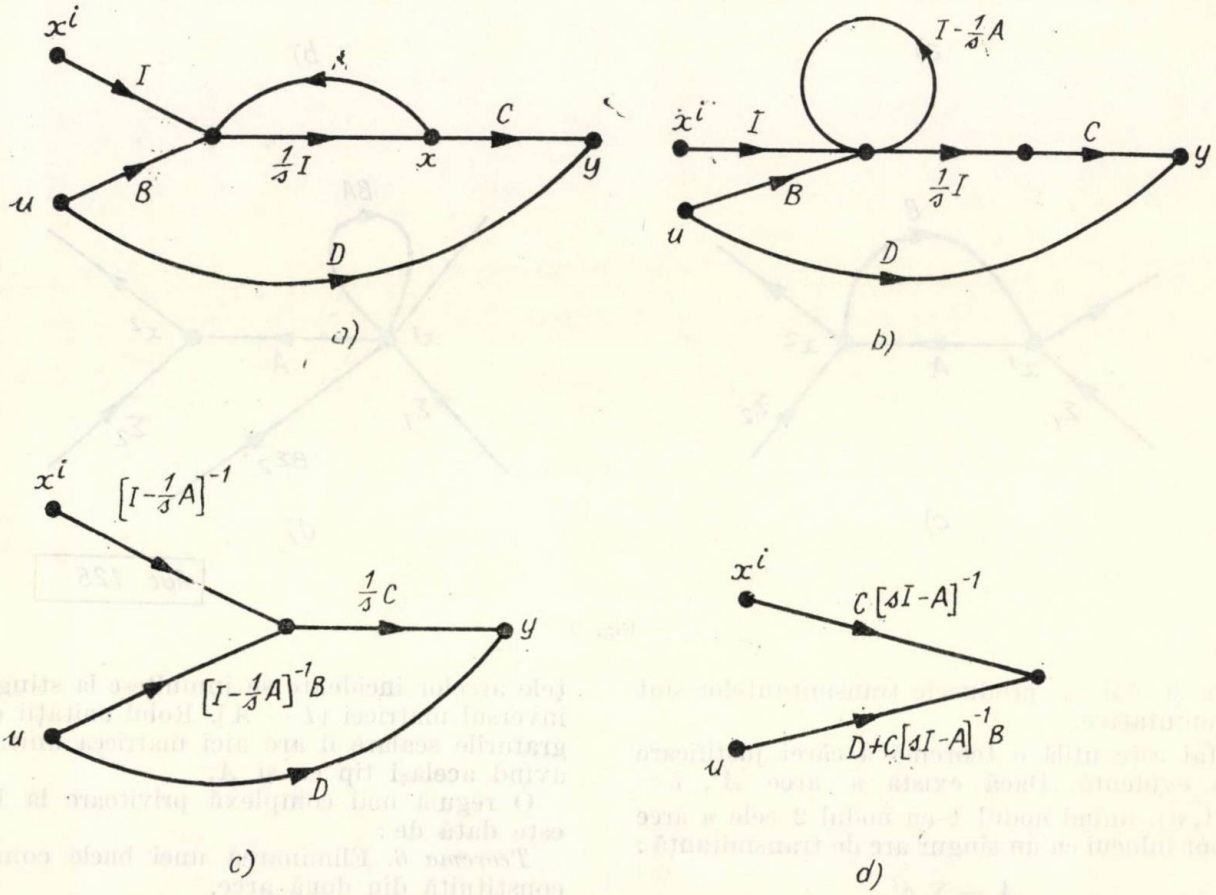


Fig. 3

Se consideră sistemul [3], [4] :

$$\begin{cases} \dfrac{dx}{dt} = A\,x + B\,u \\ y = C\,x + D\,u \end{cases} \qquad (1)$$

în figura 3, *a*. Prin $(1/s)$ I a fost notată o transmitanţă obţinută dintr-o matrice unitate multiplicată cu un integrator ideal fără condiţii iniţiale (acestea sînt cuprinse în matricea condiţiilor iniţiale x^i).

Eliminînd bucla compusă din graf, conform teoremei 6, se obţine graful din figura 3, *b*. Prin reducerea buclei, conform teoremei 5, se obţine graful din figura 3, *c*. În sfîrşit, prin eliminarea nodului $\bar{x}$ se obţine graful din figura 3, *d*.

La condiţii iniţiale nule, $x^i = 0$, se obţine pentru matricea de transfer operaţională, definită prin :

$$\mathfrak{L}[y] = Z(s)\,\mathfrak{L}[u],$$

forma cunoscută :

$$Z(s) = D + C[sI - A]^{-1}B. \qquad (3)$$

Observaţie. Într-o lucrare recentă privitoare la definiţia generală a unui sistem dinamic [5] se arată că una dintre condiţiile impuse este aceea de netrivialitate, care înseamnă că relaţia intrare-ieşire nu trebuie să se reducă la forma :

$$y = D\,u.$$

Pentru acest motiv, în lucrările recente privitoare la teoria sistemelor a doua ecuaţie din sistemul de ecuaţii (1) se scrie sub forma :

$$y = C\,x.$$

Sînt unele cazuri în care prezenţa celui de-al doilea termen este necesară. Este vorba spre exemplu de sistemele cu impedanţă constantă la una dintre porţi sau de sistemele care au caracteristică de tip trece-tot în raport cu o pereche de porţi.

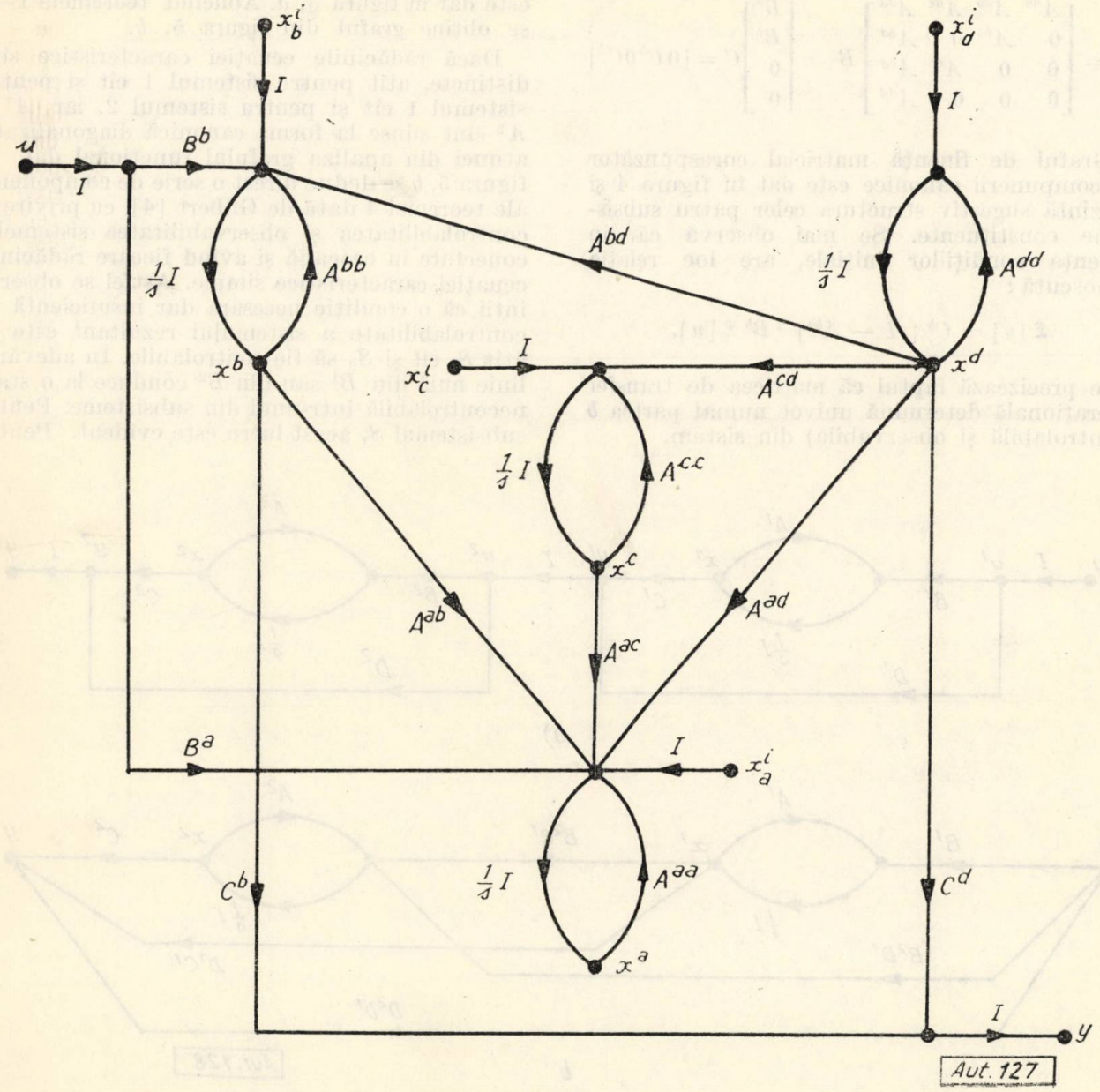


Fig. 4

b) *Reprezentarea grafo-funcţională a descompunerii canonice a lui Kalman.*

Se ştie că un sistem liniar dinamic, descris de sistemul de ecuaţii (1), cu $D = 0$, admite o descompunere canonică în patru subsisteme şi anume :

— subsistemul *a*, controlabil dar neobservabil ;

— subsistemul *b*, controlabil şi observabil ;

— subsistemul *c*, necontrolabil şi neobservabil ;

— subsistemul *d*, necontrolabil dar observabil.

În descompunerea canonică, matricele A, B, C au următoarele forme [3] :

$$A = \begin{bmatrix} A^{aa} & A^{ab} & A^{ac} & A^{ad} \\ 0 & A^{bb} & 0 & A^{bd} \\ 0 & 0 & A^{cc} & A^{cd} \\ 0 & 0 & 0 & A^{dd} \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} B^a \\ B^b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} C = [0\, C^b\, 0\, C^d]$$

Graful de fluenţă matricial corespunzător descompunerii canonice este dat în figura 4 şi prezintă sugestiv structura celor patru subsisteme constituente. Se mai observă că, în absenţa condiţiilor iniţiale, are loc relaţia cunoscută :

$$\mathfrak{L}[y] = C^b [sI - A^{bb}]^{-1} B^b \mathfrak{L}[u],$$

care precizează faptul că matricea de transfer operaţională determină univoc numai partea *b* (controlabilă şi observabilă) din sistem.

c) *Conectarea în cascadă a două sisteme.*

Fie două sisteme S_1 şi S_2 descrise respectiv de sistemele de ecuaţii :

$$\begin{cases} \dfrac{dx^1}{dt} = A^1 x^1 + B^1 u^1 \\ y^1 = C^1 x^1 + D^1 u^1 \end{cases} \quad \begin{cases} \dfrac{dx^2}{dt} = A^2 x^2 + B^2 u^2 \\ y^2 = C^2 x^2 + D^2 u^2 \end{cases}$$

conectate în cascadă conform relaţiilor :

$$\begin{cases} u^1 = u \\ u^2 = y^1 \\ y = y^2 \end{cases}$$

Graful corespunzător sistemului rezultant este dat în figura 5, *a*. Aplicînd teoremele 1—4 se obţine graful din figura 5, *b*.

Dacă rădăcinile ecuaţiei caracteristice sînt distincte, atît pentru sistemul 1 cît şi pentru sistemul 1 cît şi pentru sistemul 2, iar A^1 şi A^2 sînt aduse la forma canonică diagonalizată, atunci din analiza grafului funcţional dat în figura 5, *b* se deduc direct o serie de componente ale teoremei 4 dată de Gilbert [4], cu privire la controlabilitatea şi observabilitatea sistemelor conectate în cascadă şi avînd fiecare rădăcinile ecuaţiei caracteristice simple. Astfel se observă întîi că o condiţie necesară dar insuficientă de controlabilitate a sistemului rezultant este ca atît S_1 cît şi S_2 să fie controlabile. În adevăr o linie nulă din B^1 sau din B^2 conduce la o stare necontrolabilă într-unul din subsisteme. Pentru subsistemul S_1 acest lucru este evident. Pentru

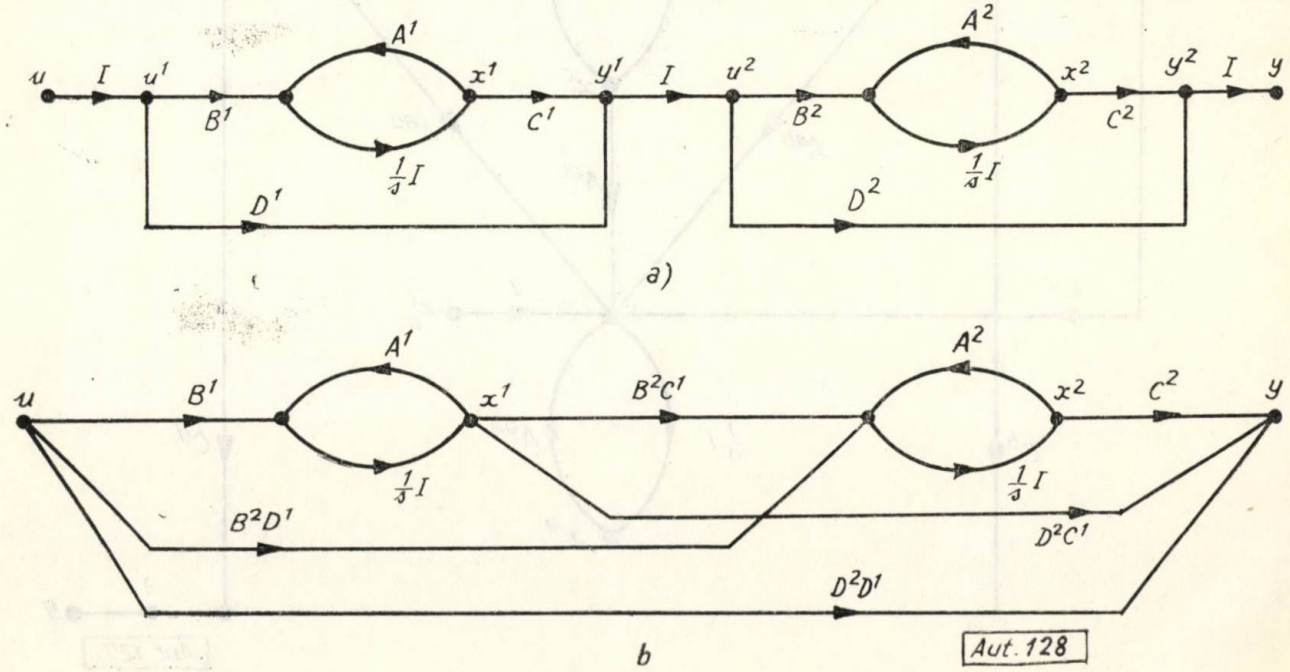


Fig. 5

subsistemul S_2 aceasta reiese din faptul că accesul se face prin două transmitanţe, fiecare fiind de tip produs cu prim termen B^2. Dar atunci orice linie nulă din B^2 conduce la un produs cu o linie nulă. Prin urmare o anumită stare din grupul 2 nu este atinsă de semnalul de intrare u. În mod analog se deduce că o condiţie necesară dar insuficientă de observabilitate este ca atît S_1 cît şi S_2 să fie observabile. Aceasta decurge din faptul că o coloană nulă din C^1 sau din C^2 nu permite accesul spre ieşire al unei anumite stări. În al doilea rînd se deduce că dacă cele două subsisteme S_1 şi S_2 sînt controlabile şi observabile, iar sistemul rezultant are stări necontrolabile şi stări neobservabile, atunci stările necontrolabile sînt asociate rădăcinilor caracteristice ale subsistemului S^2 în timp ce stările neobservabile sînt asociate rădăcinilor caracteristice ale subsistemului S^1.

Graful funcţional al sistemului rezultant este dat în figura 6.

Prin operaţii descrise în paragraful 1 rezultă că matricea operaţională de transfer are expresia :

$$Z(s) = C[D^1 + C^1(sI - A^1)^{-1}B^1] \times \{I + [D^2 + C^2(sI - A^2)^{-1}B^2] \times [D^1 + C^1(sI - A^1)^{-1}B^1]\}^{-1}B.$$

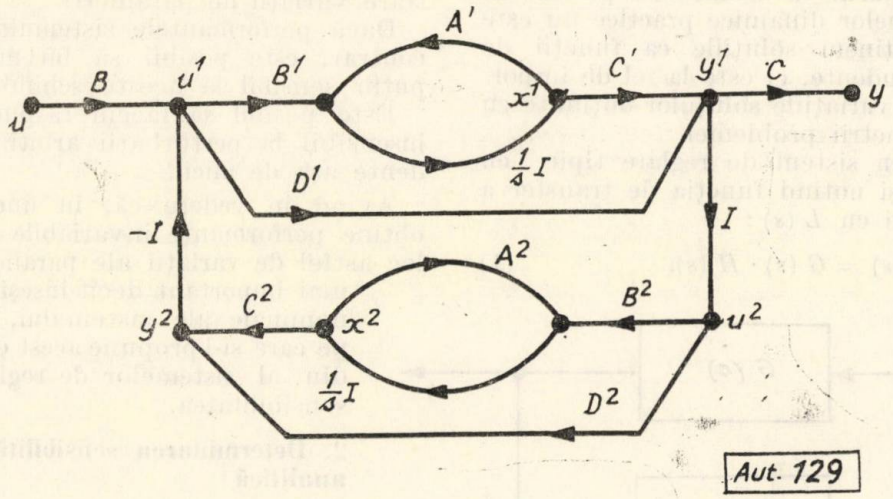


Fig. 6

d) *Sistem cu reacţie.*

Se consideră un sistem S^1, definit prin :

$$\begin{cases} \dfrac{dx^1}{dt} = A^1 x^1 + B^1 u^1 \\ y^1 = C^1 x^1 + D^1 u^1 \end{cases}$$

căruia i se aplică o reacţie prin sistemul S^2, definit prin :

$$\begin{cases} \dfrac{dx^2}{dt} = A^2 x^2 + B^2 u^2 \\ y^2 = C^2 x^2 + D^2 u^2 \end{cases}$$

conform relaţiilor :

$$\begin{cases} u^1 = Bu + (-I)y^2 \\ u^2 = y^1 \\ y = Cy^1 \end{cases}$$

Un caz particular important de reacţie este *reacţia de stare* în vederea decuplării [6] în care au loc relaţiile :

$$B^1 = B, \quad A^1 = A, \quad C^1 = I, \quad D = 0, \quad B = G,$$
$$B^2 = 0, \quad A^2 = 0, \quad C^2 = 0, \quad D^2 = -F.$$

Se obţine pentru matricea de transfer operaţională :

$$Z(s) = C(sI - A)^{-1}B[I - F(sI - A)^{-1}B]^{-1}G,$$

formă echivalentă cu cea dată în lucrarea citată :

$$Z(s) = C(sI - A - BF)^{-1}BG.$$

În anumite condiţii, prin reacţia de stare, noua matrice a sistemului cu reacţie :

$$A + BF$$

este diagonală, ceea ce constituie de fapt decuplarea.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mason, S., Zimmerman, H. *Electronic circuits, signals and systems.* New York, Wiley, 1960.
[2] Stanomir, D. *Utilizarea grafurilor de fluenţă la studiul circuitelor electrice şi electronice.* Institutul politehnic Bucureşti, 1970.
[3] Kalman, R. E. *Mathematical description of linear dynamical systems.* În : J.S.I.A.M. control, ser. A, vol. 1, nr. 2, 1963, p. 152–192.
[4] Gilbert, E. G. *Controllability and observability in multivariate control systems.* În : J.S.I.A.M. control, ser. A, vol. 1, nr. 2, 1963, p. 128–151.
[5] Penescu, C. *Conceptele teoriei sistemelor.* În : Automatica şi Electronica, nr. 3, 1971, p. 100–110.
[6] Gilbert, E. G. *The decoupling of multivariable systems by state feedback.* În : J.S.I.A.M. control, ser. A, vol. 7, nr. 1, 1969, p. 50–63.

Ing. ALEXANDRU VESCAN

Considerații cu privire la teoria sensibilității sistemelor automate

1. Considerații generale

În teoria sistemelor automate, noțiunea de sensibilitate a apărut ca urmare a faptului că în studiul sistemelor dinamice practice nu este suficient să obținem soluțiile ca funcții de variabile independente, ci este la fel de important a cunoaște variațiile soluțiilor obținute cu privire la parametrii problemei.

Considerînd un sistem de reglare tipic cu reacție (fig. 1) și notînd funcția de transfer a buclei sistemului cu $L(s)$:

$$L(s) = G(s) \cdot H(s), \tag{1}$$

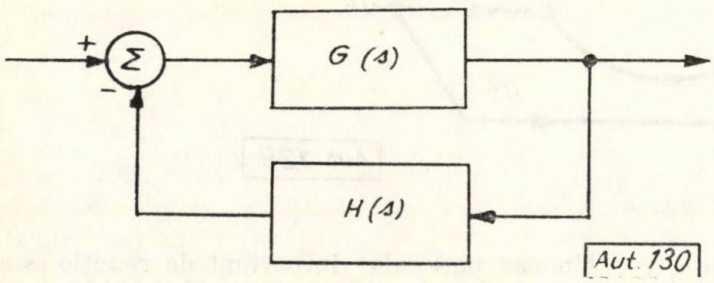


Fig. 1

parametrii cuprinși în descrierea matematică din ecuația (1) se vor referi la amplificarea, polii și zerourile buclei.

Considerăm sistemul definit de ecuația:

$$1 + L(s,\ k,\ z_i,\ p_j) = 0 \tag{2}$$

și expus variației parametrilor, variație presupusă arbitrară, incrementală ca mărime și în general independentă.

Fie q_k o rădăcină a ecuației caracteristice (2):

$$q_k = q_k(k, z_i, p_j),\ i=1, 2, \ldots, m;\ j=1,2,\ldots, n, \tag{3}$$

unde:

k este amplificarea;
z_i — zeroul i;
p_j — polul j.

Se va nota sensibilitatea pentru rădăcina q_k cu referire la o variație a unuia dintre parametri, și anume a parametrului x, cu:

$$w_x^k = \frac{\partial q_k}{\partial x}. \tag{4}$$

Relația (4) constituie chiar funcția de sensibilitate a rădăcinii. Presupunînd cunoscută w_x^k pentru valorile nominale ale parametrului x și pentru toate valorile k, $k = 1, 2, \ldots, n$ (unde n este ordinul sistemului), trebuie să determinăm cît de mult sînt afectate performanțele sistemului (cum ar fi suprareglajul maxim, răspunsul indicial etc.) de aceste mici dar arbitrare variații de parametri.

Dacă performanțele sistemului sînt afectate contrar, este posibil să facem sistemul mai puțin sensibil la aceste schimbări?

Este posibil să facem răspunsul sistemului insensibil la perturbații arbitrare și independente așa de mici?

Avînd în vedere că, în unele aplicații, a obține performanțe invariabile atunci cînd au loc astfel de variații ale parametrilor poate fi mai important decît înseși caracteristicile nominale ale sistemului, rezultă scopul pe care și-l propune acest domeniu de studiu al sistemelor de reglare automată: sensibilitatea.

2. Determinarea sensibilității prin metoda analitică

Se ia ca punct de plecare sistemul dinamic al cărui model matematic este:

$$F(\ddot{x},\ \dot{x},\ x,\ t,\ q_0) = 0. \tag{5}$$

Se scrie soluția ecuației (5) în forma $x = x(t, q_0)$, lucru ce corespunde definiției cunoscute a evoluției fundamentale [6]. În acest caz este dat un singur parametru q. Este ușor de arătat că ordinul ecuației și numărul parametrilor nu afectează generalitatea concluziilor ce vor urma. Se obțin astfel formulele într-o formă simplă, fără a avea de-a face cu indici inutili.

În cazul variației parametrului q_0 din (5), se obține:

$$F(\ddot{x},\ \dot{x},\ x,\ t,\ q_0 + \Delta q) = 0. \tag{6}$$

Comparînd soluțiile ecuațiilor (5) și (6):

$$\Delta u = \frac{x(t, q_0 + \Delta q) - x(t, q_0)}{\Delta q}, \tag{7}$$

dacă Δu are o valoare limită cînd $\Delta q \to 0$, atunci se obține:

$$\lim_{\Delta q \to 0} \Delta u = \frac{\mathrm{d}x(t, q_0)}{\mathrm{d}q_0} \overset{\Delta}{=} u(t, q_0). \tag{8}$$

Se va numi funcția $u(t, q_0)$ funcția de sensibilitate a sistemului dinamic.

În cadrul sistemelor dinamice se pot deosebi următoarele tipuri de funcții de sensibilitate:

a) $u(t, q_0) = u(q_0) = u_s$: coeficient de sensibilitate statică (în cazul sistemului dinamic aflat în regim staționar);

b) $u(t, q_0) = u_t$: funcţie de sensibilitate dinamică;

c) $u(t, q_1, q_2, \ldots, q_m) = u_q$: funcţie de sensibilitate parametrică (este cazul general al sistemului cu mai mulţi parametri).

Presupunînd cunoscute ecuaţiile ce descriu sistemele dinamice, se vor calcula funcţiile de sensibilitate conform definiţiei (8).

Derivarea parţială în raport cu q_0 a ecuaţiei (5) dă:

$$\frac{\partial F}{\partial \ddot{x}} \cdot \frac{\partial \ddot{x}}{\partial q_0} + \frac{\partial F}{\partial \dot{x}} \cdot \frac{\partial \dot{x}}{\partial q_0} + \frac{\partial F}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial q_0} + \frac{\partial F}{\partial q_0} = 0 \qquad (9)$$

sau:

$$\frac{\partial F}{\partial \ddot{x}} \ddot{u} + \frac{\partial F}{\partial \dot{x}} \dot{u} + \frac{\partial F}{\partial x} u = -\frac{\partial F}{\partial q_0}. \qquad (10)$$

Prin definiţie, ecuaţia (10) poartă numele de ecuaţie de sensibilitate deoarece rezolvarea ei conduce la obţinerea funcţiei de sensibilitate.

Spre deosebire de (5) care, în cazul general, reprezintă o ecuaţie diferenţială neliniară, ecuaţia de sensibilitate este totdeauna liniară întrucît coeficienţii $\frac{\partial F}{\partial \ddot{x}}$, $\frac{\partial F}{\partial \dot{x}}$ şi $\frac{\partial F}{\partial x}$ nu sînt funcţii de u sau de derivatele sale.

Ipoteza adoptată la obţinerea ecuaţiei (10) a fost că ecuaţia (5) admite soluţii analitic dependente de parametri. Referitor la acest lucru, trebuie observat că ne referim doar la perturbările parametrice, respectiv că abaterea Δq reprezintă o perturbare a condiţiilor iniţiale sau a parametrilor sistemului, dar care nu modifică ordinul ecuaţiei diferenţiale.

Caracterul liniar al ecuaţiei (10) facilitează într-o anumită măsură tratarea ei analitică dar, întrucît calculul manual este dificil, se folosesc metode experimentale pentru obţinerea funcţiei de sensibilitate. Obţinerea funcţiilor de sensibilitate se face mult mai uşor cu ajutorul calculatoarelor electronice.

Sistemul de ecuaţii este:

$$F(\ddot{x}, \dot{x}, x, t, q_0) = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial \ddot{x}} \ddot{u} + \frac{\partial F}{\partial \dot{x}} \dot{u} + \frac{\partial F}{\partial x} u = -\frac{\partial F}{\partial q_0}. \qquad (11)$$

Soluţionarea simultană a sistemului (11) pe un calculator analogic sau numeric conduce la obţinerea funcţiilor $x(t, q_0)$, $\frac{\partial F}{\partial q_0}$ şi $u(t, q_0)$, cu alte cuvinte cu acelaşi calculator pe care se rezolvă ecuaţia de mişcare (5) se va găsi şi soluţia ecuaţiei de sensibilitate (10).

3. Rezolvarea ecuaţiei de sensibilitate prin simulare

Avînd în vedere că în practică sînt situaţii în care sistemul fizic este dat, se pune problema, dacă calculul funcţiilor de sensibilitate mai trebuie făcut prin metode analitice. Răspunsul a fost dat de Bîhovski [1], a cărui metodă, folosind mijloace de simulare, permite determinarea prin măsurare directă a funcţiilor de sensibilitate.

Întrucît, pe baza unor legi cunoscute, poate fi găsită o formă electrică echivalentă oricărui sistem dinamic, este posibil să se arate, pe baza unor observaţii electrice, că funcţiile de sensibilitate sînt totdeauna obţinute prin măsurarea curentului într-o reţea electrică liniară.

Premisele metodei (cu precizarea că se poate demonstra cum şi în ce condiţii o reţea electrică liniară, ce corespunde ecuaţiei (10), poate fi obţinută dacă sistemul este neliniar) fiind expuse, urmează prezentarea ei.

Pentru început se consideră cazul coeficientului de sensibilitate μ_x.

În figura 2 este reprezentată o reţea electrică liniară cu mai multe borne care constă într-o configuraţie arbitrară de elemente R, L, C.

Bornele e şi f desemnează ramura unde se află elementul (parametrul) care variază. Efectul variaţiilor este măsurat, la bornele c şi d, deci a şi b sînt bornele la care se aplică o tensiune arbitrară de intrare $e(t)$, a cărei formă trebuie cunoscută pentru ca problema să fie complet definită.

Deocamdată se presupune că $e(t) = E = \text{ct}$. La o variaţie ΔR a rezistenţei dintre bornele e şi f corespunde un efect Δu la bornele c, d. Din punct de vedere pur experimental, se obţine coeficientul de sensibilitate $\frac{\partial u_{cd}}{\partial R}$ prin măsurarea raportului dintre două tensiuni în reţelele din figurile 2 şi 3.

Prin măsurări se determină:

$$\varphi_{ab,ef} = \frac{u_{ef}}{u_{ab}} = \frac{u_{ef}}{e} \text{ şi } \psi_{gf,cd} = \frac{\Delta u_{cd}}{u_{gf}}.$$

Rezultă că:

$$\Delta u_{cd} = \psi_{gf,cd} \cdot i \cdot \Delta R \qquad (12)$$

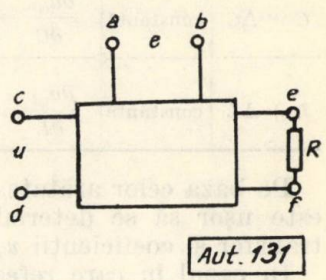


Fig. 2. Reţeaua originală.

şi, calculînd curentul din reţeaua originală din figura 2:

$$i = \frac{u_{ef}}{R},$$

relaţia (12) devine :

$$\Delta u_{cd} = \frac{1}{R}\, u_{ef}\psi_{gf,cd} \cdot \Delta R = \frac{e}{R} \cdot \frac{u_{ef}}{e} \cdot \psi_{gf,cd} \cdot \Delta R. \tag{13}$$

Deci :

$$u_s = \frac{\Delta u_{cd}}{\Delta R} = e\,\frac{1}{R}\varphi_{ab,ef} \cdot \psi_{gf,cd}. \tag{14}$$

În concluzie, coeficientul de sensibilitate al unei reţele electrice, pentru o intrare dată e = ct, este egal cu produsul a două caracteristici de transfer.

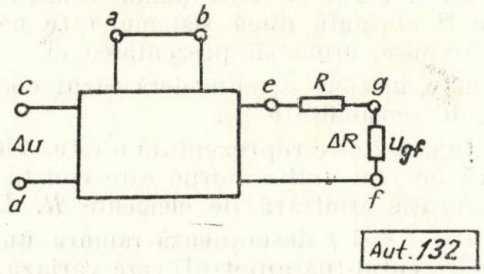


Fig. 3. Reţeaua transformată.

În cazul nostru, ele sînt $\varphi_{ab,ef}$ şi $\psi_{gf,cd}$, valoarea rezistenţei R determinînd factorul de proporţionalitate pentru u_s.

În principiu, ecuaţia (14) nu dă dreptul să generalizăm această concluzie. Totuşi, printr-o procedură similară se poate ajunge la formule corespunzătoare şi pentru elementele L sau C ale reţelei, indiferent dacă ele sînt conectate în serie sau în paralel (tabela 1).

Tabela 1

Abaterea	Tensiunea aplicată	Coeficientul de sensibilitate
$R + \Delta R$	constantă	$\frac{\partial u_{cd}}{\partial R} = e \cdot \frac{1}{R} \cdot \varphi_{ab,ef} \cdot \psi_{gf,cd}$
$A + \Delta A$	constantă	$\frac{\partial u_{cd}}{\partial A} = -\, e \cdot \frac{1}{A} \cdot \varphi_{ab,ef} \cdot \psi_{ef,cd}$
$C + \Delta C$	constantă	$\frac{\partial u_{cd}}{\partial C} = -\, e \cdot \frac{1}{\mathrm{j}\omega C} \cdot \varphi_{ab,ef} \cdot \psi_{ef,cd} \cdot \mathrm{j}\omega$
$L + \Delta L$	constantă	$\frac{\partial u_{cd}}{\partial L} = e \cdot \frac{1}{\mathrm{j}\omega L} \cdot \varphi_{ab,ef} \cdot \psi_{gf,cd} \cdot \mathrm{j}\omega$

Pe baza celor arătate şi cu ajutorul tabelei 1 este uşor să se determine caracteristicile de transfer şi coeficienţii u_s prin măsurare

În cazul în care reţeaua este alimentată cu o tensiune sinusoidală de amplitudine şi frecvenţă constantă — deci tot un caz staţionar — se determină caracteristicile de transfer în acelaşi mod, avînd în vedere că rapoartele sînt acum numere complexe. Cînd se aplică unei reţele curent alternativ, apare un parametru suplimentar care este absent în cazul curentului continuu, frecvenţa sursei de tensiune, notată cu ω.

Deseori trebuie studiată şi sensibilitatea la variaţia frecvenţei sursei (de exemplu la sinteza filtrelor şi a diferitelor circuite de rezonanţă) cu ajutorul coeficienţilor de sensibilitate ai elementelor pasive L, C şi M (inductanţa mutuală).

Variaţiei frecvenţei îi corespund schimbările de impedanţă :

$$\Delta Z = jL\Delta\omega\,; \quad \Delta A_C = jC\Delta\omega\,; \quad \Delta Z_M = \mathrm{j}M\Delta\omega.$$

Presupunînd cunoscuţi coeficienţii de sensibilitate corespunzători :

$$\frac{\partial u_{cd}}{\partial L},\ \frac{\partial u_{cd}}{\partial C} \text{ şi } \frac{\partial u_{cd}}{\partial M},$$

este realmente mult mai convenabil să se calculeze modul în care sensibilitatea caracteristicii de transfer $\frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial \omega}$ se schimbă ca funcţie de :

$$\frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial Z},\ \frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial A_C} \text{ şi } \frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial Z_M}.$$

Ţinînd seama de faptul că ne ocupăm de un sistem liniar, se obţine :

$$\frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial \omega} = \sum_{i=1}^{p} \frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial Z_i} jL_i + \sum_{i=1}^{q} \frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial A_{C_i}} jC_i + \sum_{i=1}^{r} \frac{\partial \varphi_{ab,cd}}{\partial Z_{M_i}} jM_i, \tag{15}$$

unde p, q, r sînt numărul de elemente L, C şi M ale reţelei.

Cel mai important caz este acela al nestaţionarităţii, cînd este necesar să se determine prin simulare funcţia de sensibilitate dinamică $u\,(t, q_0)$.

Plecînd de la ecuaţia (14) şi ştiind că :

$$\varphi_{ab,cd} = \varphi_{ab,ef} \cdot \psi_{gf,cd}\,;$$

$e\,(t) = \delta\,(t)$, $\delta\,(t)$ este funcţia impuls, se obţine :

$$u\,(t, q_0) = \frac{1}{R}\int_0^t e\,(\tau) \cdot \varphi\,(t - \tau)\,\mathrm{d}\tau, \tag{16}$$

unde $\varphi\,(t - \tau)$ este răspunsul la impuls al sistemului.

În concluzie, funcţia de sensibilitate dinamică este determinată pe baza metodei superpoziţiei, respectiv răspunsul sistemului liniar la intrarea $e\,(t)$ este considerat ca o superpoziţie a unor serii de impulsuri de timp $\delta\,(t - \tau)$.

Relaţia (16) arată că funcţia de sensibilitate este răspunsul la impuls a două reţele liniare conectate în serie (fig. 4); prima reprezintă sistemul iniţial dat, iar a doua sistemul transformat.

Modul în care s-a obţinut relaţia (16) facilitează aplicarea tabelei 1 la funcţiile de sensibilitate dinamice.

Similitudinea formelor este marcată şi mai mult dacă se foloseşte transformata Laplace.

Pentru a face trecerea de la reţeaua ce conţine elementele $R(i)$, $L(i)$ şi $C(u)$ la reţeaua pentru care este valabil principiul superpoziţiei se măsoară distribuţia curentului $i_k = i_k(t)$ în diferite ramuri ale reţelei.

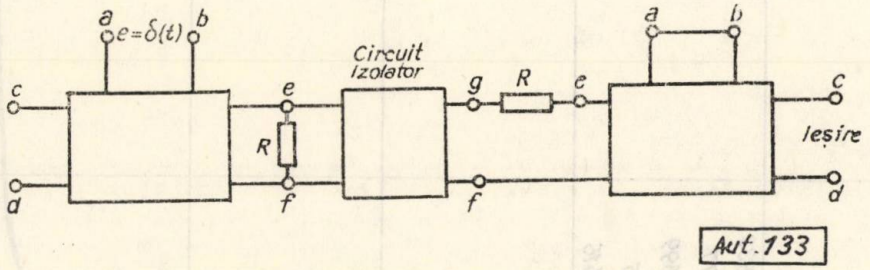


Fig. 4. Măsurarea funcţiei de sensibilitate dinamică.

Punerea problemei în domeniul s se reduce în mod formal la cazul staţionar.

Cele mai frecvente perturbări în circuitele electrice şi funcţiile de sensibilitate corespunzătoare sînt date în tabela 2.

Tabela 2

Abaterea	Funcţia de sensibilitate
$R + \Delta L$	$\frac{\partial U}{\partial R}(s) = \frac{s}{R} \cdot e(s) \cdot \varphi_{ab,ef}(s) \cdot \psi_{gf,cd}(s)$
$A + \Delta A$	$\frac{\partial U}{\partial R}(s) = -\frac{1}{A(s)} \cdot e(s) \cdot \varphi_{ab,ef}(s) \cdot \psi_{ef,cd}(s)$
$A + \Delta C$	$\frac{\partial U}{\partial A}(s) = -\frac{s}{R} \cdot e(s) \cdot \varphi_{ab,ef}(s) \cdot \psi_{ef,cd}(s)$
$L + \Delta L$	$\frac{\partial U}{\partial L}(s) = \frac{1}{L} \cdot e(s) \cdot \varphi_{ab,ef}(s) \cdot \psi_{gf,cd}(s)$

Substituind în expresiile elementelor neliniare, se obţin funcţiile:

$$R = f_1[i(t)],\ L = f_2[i(t)] \text{ sau } C = f_3[u(t)].$$

Astfel, elementele neliniare sînt exprimate ca funcţii de variabilă independentă şi problema este redusă la o reţea liniară cu parametri variabili. Rezolvarea practică constă în a realiza funcţiile de timp dorite cu un număr corespunzător de generatoare de funcţii.

4. Aplicaţie numerică pentru un sistem de ordinul II

S-a studiat experimental comportarea sistemului automat (fig. 5) la anumite variaţii ale parametrilor săi, atît pentru sistemul iniţial dat (cu reacţie rigidă), cît şi pentru sistemul compensat care prezintă pe calea de reacţie un bloc PD:

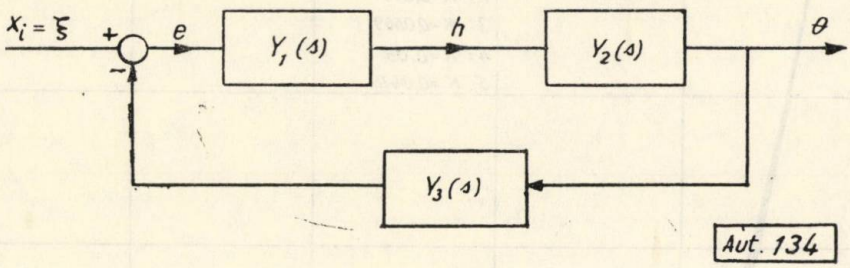


Fig. 5.

În cazul general al unei reţele neliniare se pune problema felului în care se face trecerea de la un sistem neliniar la unul liniar, prin simulare.

În acest caz sînt valabile relaţiile:

$$U = R(i) \cdot i;\ u = L(i)\frac{di}{dt};\ u = \frac{Q}{C(u)}.$$

Dependenţele $R = f_1(i)$, $L = f_2(i)$, $C = f_3(u)$ sînt stabilite anterior, analitic sau prin măsurare.

$$Y_1(s) = \frac{1}{KT_i s}(1 + T_i s), \text{ unde } \begin{cases} T_i = 0{,}2 \text{ min} \\ K_0 = 0{,}0833 \end{cases}$$

$$Y_2(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \text{ unde } \begin{cases} \xi_0 = 1{,}13 \\ \omega_{n_0} = 6{,}633 \text{ rad/min} \end{cases}$$

$$Y_3(s) = K_3(1 + T_d s), \text{ unde } \begin{cases} K_3 = 15 \\ T_d = 0{,}0766 \text{ min} \end{cases}$$

Determinările s-au făcut variind parametrul K, deci în condiţiile $K = K_0 + \alpha$, $\xi = \xi_0$, $\omega_n = \omega_{n_0}$.

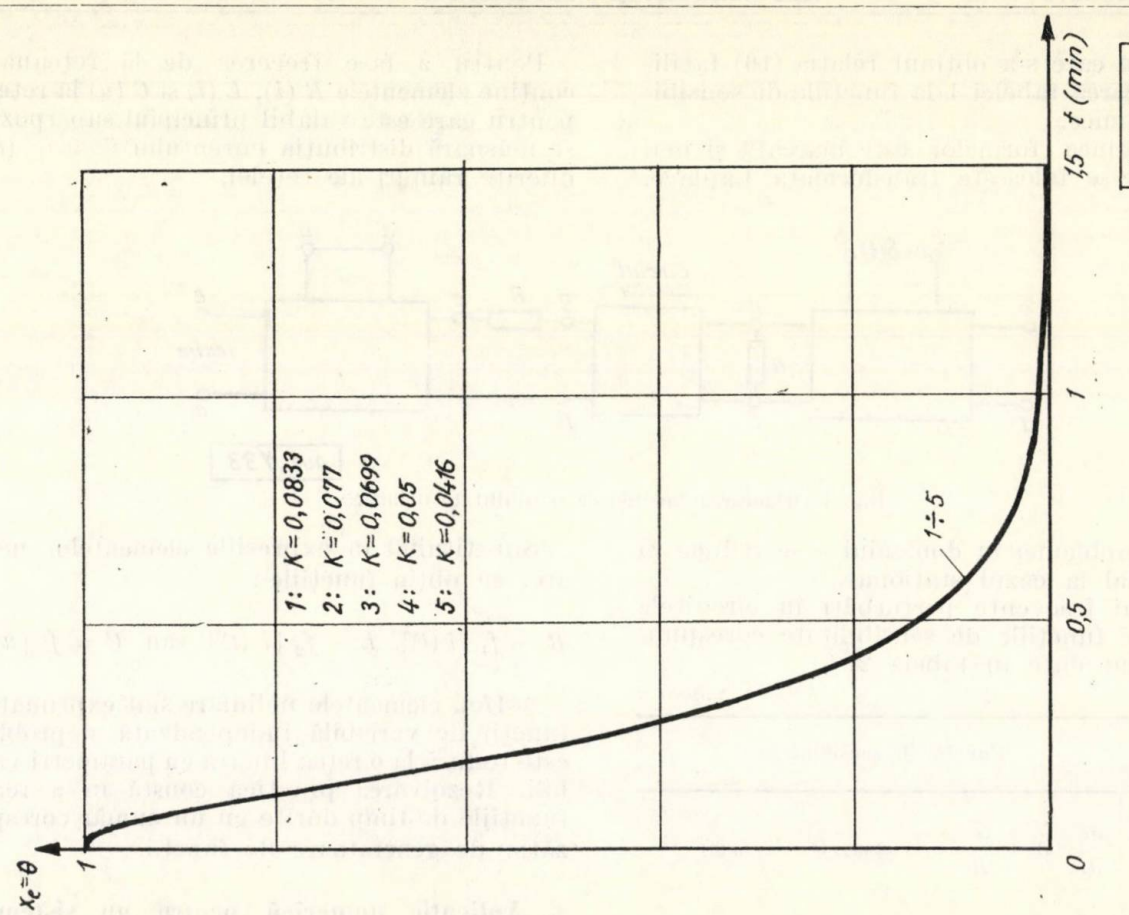


Fig. 7. Răspunsul la condiţii iniţiale , cu reacţie PD.

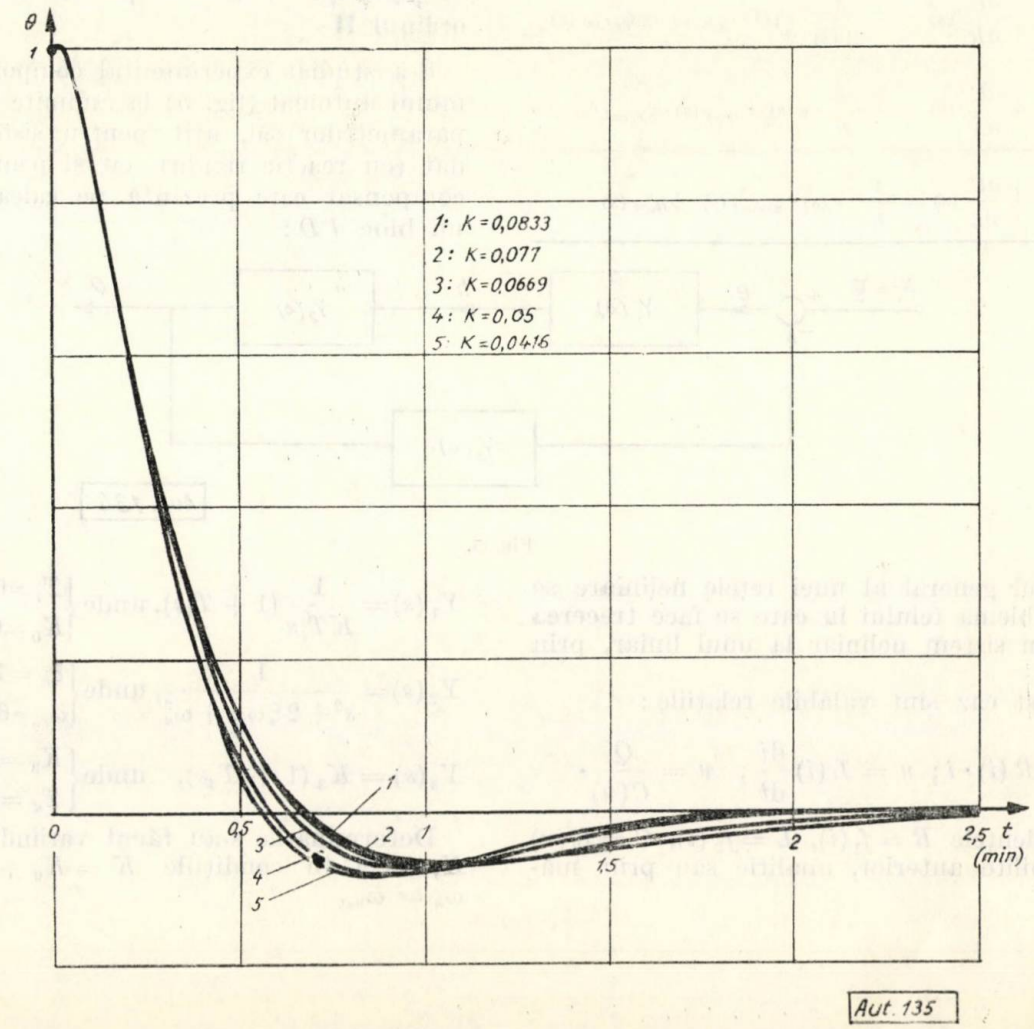


Fig. 6. Răspunsul la condiţii iniţiale, cu reacţie rigidă.

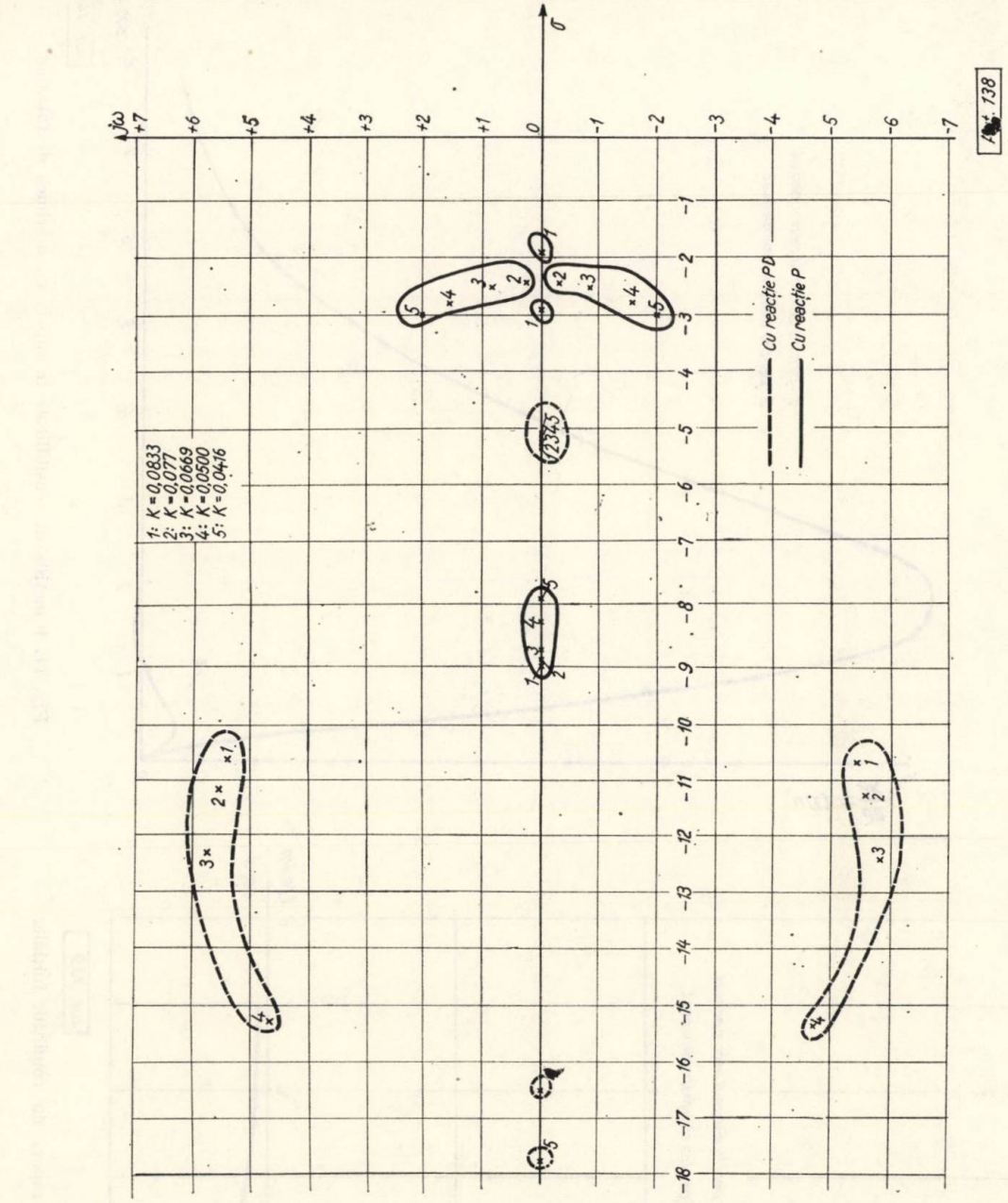

jω
σ
1: K=0,0833
2: K=0,077
3: K=0,0669
4: K=0,0500
5: K=0,0416
Cu reacție PD
Cu reacție P
Aut. 138

Fig. 9.

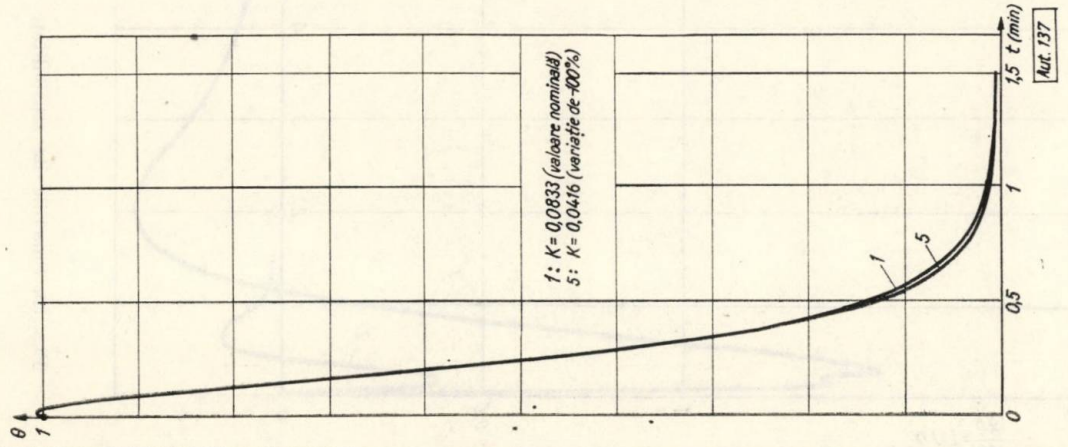

1: K= 0,0833 (valoare nominală)
5: K= 0,0416 (variație de -100%)
θ
t (min)
Aut. 137

Fig. 8.

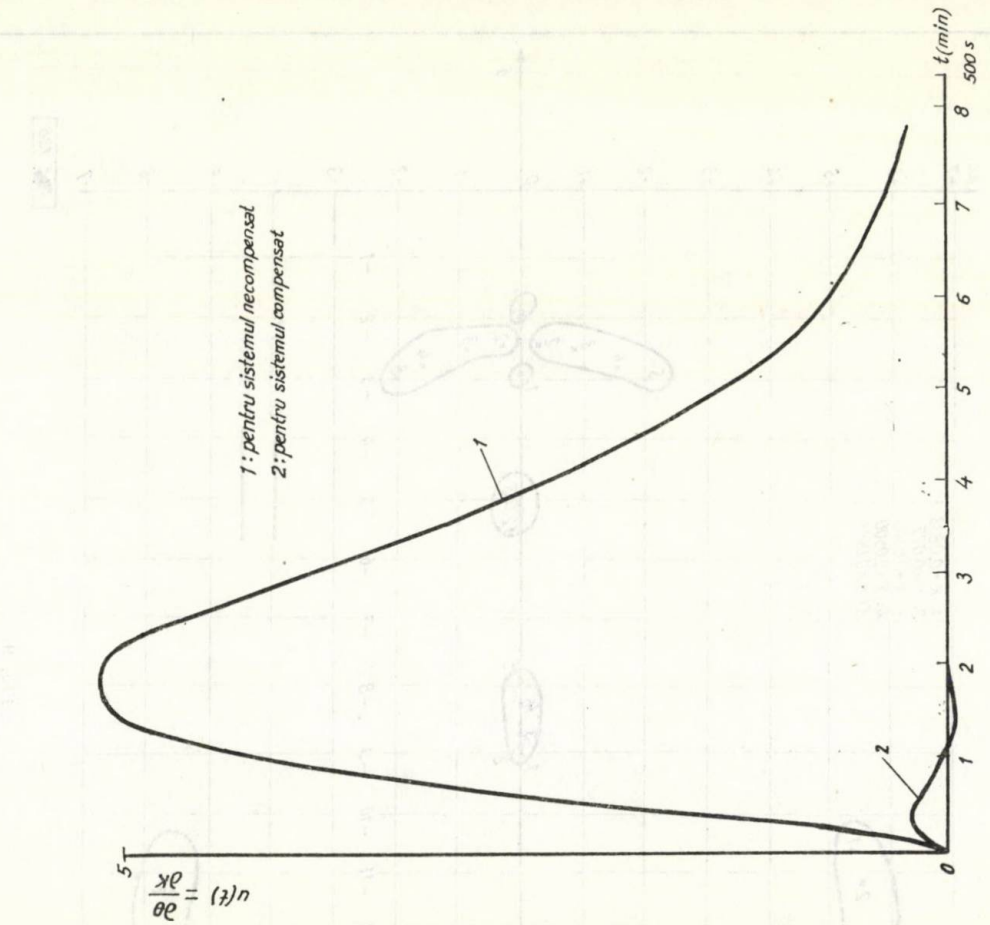


Fig. 11. Funcţiile de sensibilitate în raport cu mărimea de intrare.

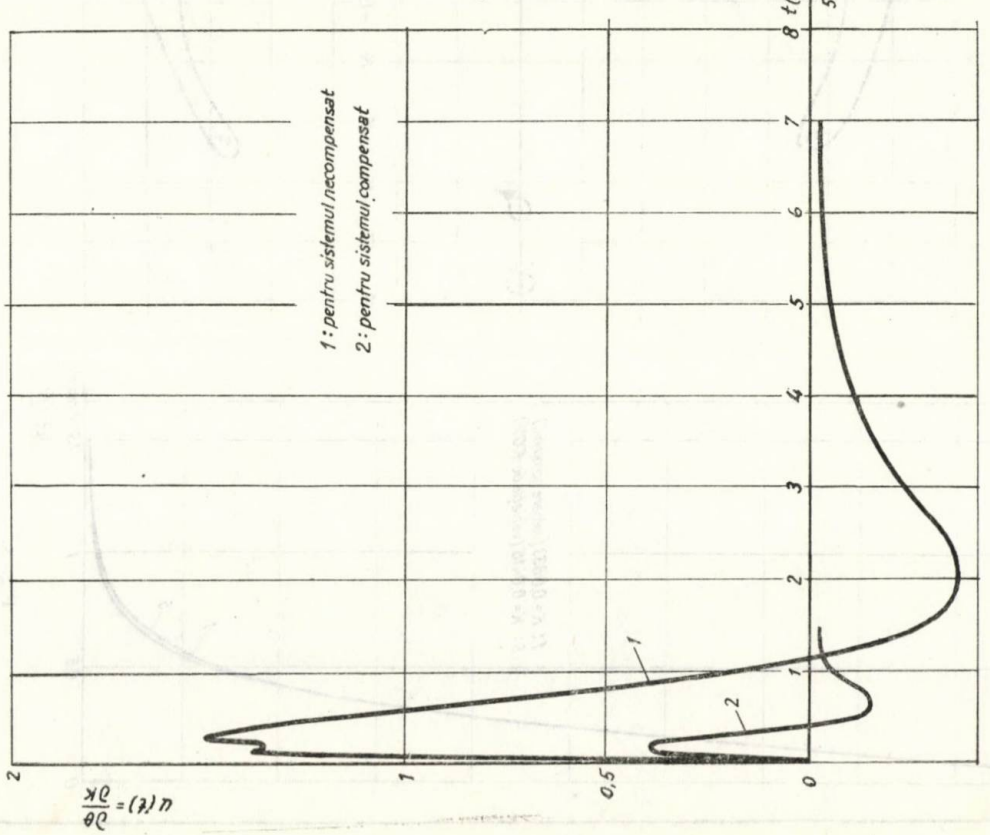


Fig. 10. Funcţiile de sensibilitate în raport cu condiţiile iniţiale.

Introducerea blocului PD pe calea de reacţie a avut loc în urma aplicării unei metode de calcul laborioase, tratată în [11].

Am efectuat următoarele experimente:

— Răspunsul sistemului nominal (cu reacţie rigidă) la condiţiile iniţiale (şi $X_i(s) = 0$) pentru diferite valori ale lui K (fig. 6).

— Acelaşi lucru pentru sistemul compensat (cu reacţie PD) (fig. 7).

— Funcţia de sensibilitate faţă de condiţiile iniţiale (cu $X_i(s) = 0$) pentru sistemul nominal (fig. 10, 1).

— Acelaşi lucru pentru sistemul compensat (fig. 10, 2).

— Funcţia de sensibilitate faţă de intrare (în condiţii iniţiale nule) pentru sistemul nominal (fig. 11, 1).

— Acelaşi lucru pentru sistemul compensat (fig. 11, 2).

În figura 9 este prezentată repartiţia polilor în cazul primelor două determinări, corespunzător variaţiilor parametrului K.

În cazul introducerii reacţiei PD pentru obţinerea insensibilităţii sistemului, se observă că polii complecşi sînt aruncaţi spre stînga, iar cei reali devin dominanţi.

Ca urmare, răspunsurile devin aperiodice supraamortizate (fig. 7) şi practic suprapuse, datorită dispersiei foarte mici a polilor reali. În figura 8 au fost reprezentate (la altă scară) numai curbele 1 şi 5 din figura 7.

Evident, dacă dispersia polilor reali ar fi fost nulă, s-ar fi obţinut un sistem complet insensibil, adică sistemul ideal de sensibilitate zero.

Curbele obţinute în figurile 10 şi 11 reliefează încă o dată influenţa pe care a avut-o introducerea, pe baza condiţiilor de sensibilitate, a blocului PD pe calea de reacţie.

Diagramele prezentate au fost ridicate pe calculatorul analogic Sola-tron SC—30.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bihovski, M. L. *Dynamic accuracy of electrical and mechanical circuits.* Moscova, Akademia Nauk, 1958.

[2] Bihovski, M. L. *Ciuvstvitelnosti dinamiceskih sistem.* Vicislitelinaia tehnika v upravlenii. Moscova, Nauka, 1966.

[3] Bihovski, M. L. *Ciuvstvitelnosti u dinamiceskaia tocinosti sistem upravlenia.* În: Tehniceskaia kibernetika, nr. 6, 1964.

[4] Bingulac, F. *Synthesis of multiparametric adaptive systems by sensitivity analysis.* Ph. D. thesis, Faculty of electrical engineering, Belgrad, 1963.

[5] Bode, H. W. *Network analysis and feedback amplifier design.* Van Nostrand, New York, 1945.

[6] Călin, S., Palcu, I. *Metode de calcul al sensibilităţii sistemelor automate continue.* În: Automatica şi Electronica **14**, nr. 2, 1970, p. 47—55.

[7] Chang, S. *Synthesis of optimum control systems.* New York, McGraw Hill, 1961.

[8] Kokotovic, P. *Structural method for sensitivity analysis of automatic control systems.* M. S. thesis, Faculty of electrical engineering, Belgrad, 1963.

[9] Kokotovic, P. *Ciuvstvitelnosti v issledovanii i optimizaţii lineinih sistem upravlenia.* În: Automatika i telemehanika, nr. 12, 1964.

[10] Mishkin, E., Braun, L. *Adaptive control systems.* New York, McGraw Hill, 1961.

[11] *Parameter sensitivity of linear time-invariant dynamic systems.* Report R—315, sept 1966, University of Illinois, Urbana.

Dr. ing. EMIL DAMACHI

Circuite cu transistoare funcţionînd în avalanşă

La funcţionarea transistoarelor cu tensiuni de polarizare mari ale joncţiunii colector-bază, purtătorii de sarcină din regiunea de sarcină spaţială ciocnesc şi ionizează atomii neutri, avînd loc o multiplicare în avalanşă a purtătorilor, care conduce la o creştere bruscă a curentului de colector.

Se deosebesc două tensiuni de străpungere prin avalanşă a joncţiunii colector-bază [1], [2]. Una dintre ele este tensiunea de străpungere U_{CB1} care poate fi măsurată în schema cu bază comună comandată în curent [3] şi care corespunde condiţiilor (fig. 1):

$$R_E \gg R_B;\ I_E = \text{const.};\ I_C = M(\alpha_N I_E + I_{CBO}),$$

în care α_N-factorul de amplificare în curent, iar I_{CBO}-curentul rezidual de colector. Deoarece în practică nu se poate atinge valoarea $I_C = \infty$, se măsoară tensiunea de străpungere colector-bază la o valoare I_C dată, cu un curent de emitor $I_E = 0$. A doua tensiune de străpungere U_{CB2} corespunde conexiunii cu emitorul comun comandată în curent şi, în cazul particular $R_B \gg R_E$, $I_B = 0$, ea se calculează cu relaţia:

$$U_{CB2} = U_{CB1} \sqrt[n]{1-\alpha_N}, \qquad (1)$$

în care n_n este o constantă care variază în funcţie de materialul utilizat pentru bază, avînd valori cuprinse între 1,7 şi 6,2 [1], [2].

În foile de catalog, mărimile U_{CB1} şi U_{CB2} sînt date sub denumirea $U_{(BR)CBo}$ şi $U_{(BR)CEo}$. Forma caracteristicilor curent-tensiune corespunzătoare funcţionării transistorului la străpungere este arătată în figura 2.

Dacă transistorul funcţionează în regim blocat, fenomenele de străpungere prin avalanşă devin mai complexe, ele depinzînd în mare

măsură şi de circuitul în care este conectat transistorul. Comportarea la tensiuni ridicate în regim de blocare ($E_B \geqslant 0$) a unui transistor montat ca în figura 1, pentru diferite valori

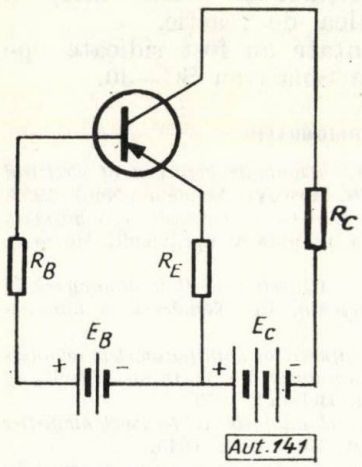


Fig. 1. Schema de alimentare a transistorului funcţionînd în regim de avalanşă (cu tensiuni mari de colector).

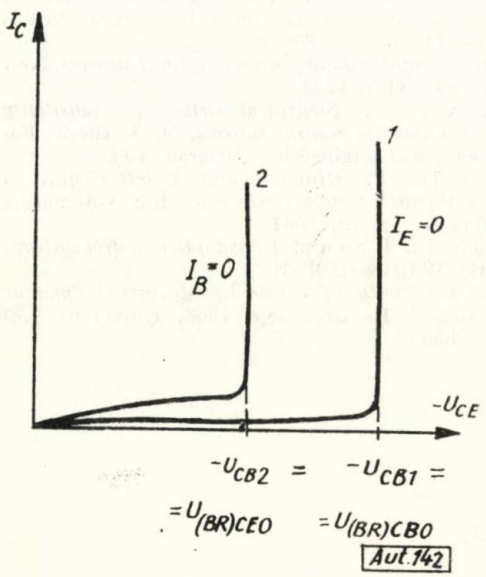


Fig. 2. Forma caracteristicilor corespunzătoare funcţionării transistorului la străpungere.

Timpul de răspuns al procesului de multiplicare în avalanşă este comparabil, ca ordin de mărime, cu timpul de tranzit al purtătorilor prin joncţiunea polarizată în sens invers. Pentru transistoarele de înaltă frecvenţă obţinute prin difuzie, timpul de răspuns este sub 1 ns, fiind funcţie de gradul de multiplicare al purtătorilor de sarcină prin avalanşă şi de frecvenţa de tranziţie a transistorului.

În practică transistoarele care au o frecvenţă de tăiere $f > 3$ MHz şi $\beta > 40$ pot da rezultate bune în regim de avalanşă [5]. Este indicat ca transistoarele să fie alese astfel încît tensiu-

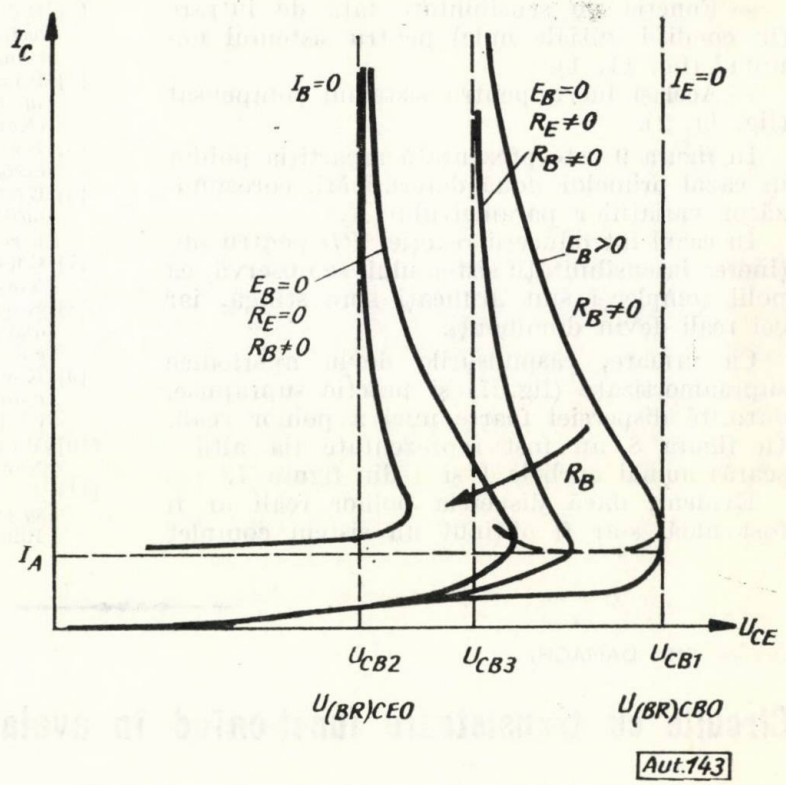


Fig. 3. Comportarea transistoarelor la tensiuni mari de colector.

ale rezistenţelor R_B şi R_E, este arătată în figura 3.

Se observă că, pentru situaţiile intermediare între cele două cazuri menţionate ($I_E = 0$, $I_B = 0$), caracteristicile corespunzătoare unor valori $0 < R_B < \infty$ prezintă o porţiune cu rezistenţă negativă, tensiunea de „întoarcere" $U_{(BR)CER}$ fiind funcţie de mărimea rezistenţei R_B. O astfel de dependenţă tipică pentru transistoarele de mică putere este arătată în figura 4.

Trebuie remarcat că un efect asemănător aceluia introdus de rezistenţa R_B poate fi obţinut prin modificarea unei tensiuni de polarizare aplicate pe baza transistorului [4].

Proprietatea transistorului în avalanşă de a avea o caracteristică de ieşire de tip S a condus la diferite aplicaţii ale acestuia în circuitele de impulsuri,

nea lor de avalanşă să fie cît mai apropiată de tensiunea de pătrundere U_{pt} [1]. În aceste condiţii, lăţimea efectivă a bazei este micşorată considerabil, astfel că timpul de tranzit al purtătorilor de sarcini este mult redus, obţinîndu-se o reducere importantă a timpului de creştere a impulsului curentului de colector [6].

Transistorul în avalanşă poate fi utilizat cu succes în circuitele pentru producerea tensiunilor liniar-variabile, tensiunilor în trepte sau a impulsurilor cu durată foarte scurtă. Circuitele cu transistoare în avalanşă sînt foarte simple, prezintă o capacitate mărită de suprasarcină şi permit să se obţină semnale cu amplitudine mult mai mare decît în cazul transistoarelor obişnuite. Ele au însă şi o serie de dezavantaje care limitează aplicarea largă a transistoarelor în avalanşă. Astfel, aceste circuite necesită

tensiuni de alimentare mult mai mari decît transistoarele obişnuite, ajungîndu-se uneori la valori de cîteva sute de volţi. De asemenea ele prezintă o oarecare instabilitate termică care uneori poate fi supărătoare. Experimental s-a

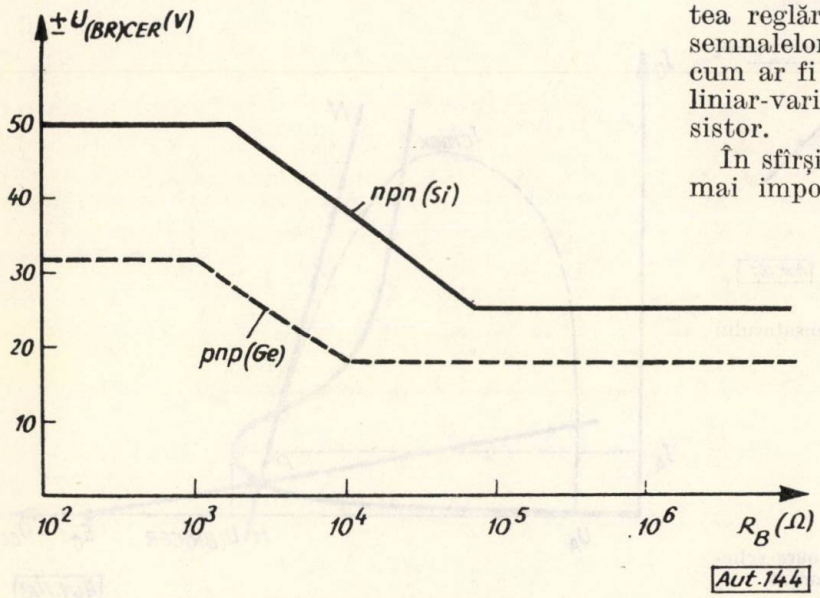


Fig. 4. Dependenţa tensiunii de întoarcere de rezistenţa R_B.

stabilit că tensiunea de străpungere prin avalanşă variază cu temperatura după legea:

$$U_{avT} = U_{avT_0} [1 + C_T (T - T_0)], \qquad (2)$$

în care:

U_{avT_0} este tensiunea de străpungere la temperatura T_0;

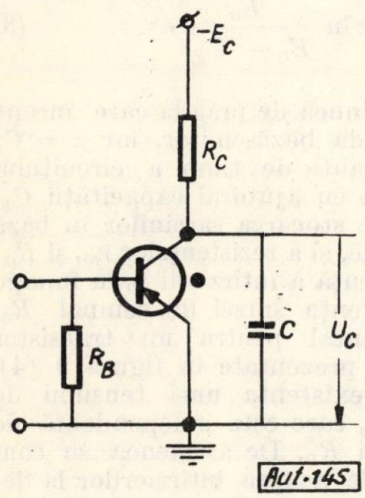


Fig. 5. Schema generatorului de tensiune liniar-variabilă cu transistor în avalanşă.

Fig. 6. Diagrama tensiune-curent corespunzătoare schemei din fig. 5, funcţionînd în regim periodic.

U_{avT} — tensiunea de străpungere la temperatura T;

C_T — coeficientul de temperatură al tensiunii de străpungere, care are valoarea $C_T = 8{,}8 \cdot 10^{-4}$ 1/°C pentru siliciu şi $C_T = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ 1/°C pentru germaniu.

Calculul cu relaţia (2) arată că o variaţie de temperatură de 50°, spre exemplu, conduce la o creştere a tensiunii de străpungere cu 6% în cazul transistoarelor cu germaniu şi cu 4,4% în cazul transistoarelor cu siliciu.

Un alt dezavantaj îl constituie imposibilitatea reglării după voinţă a unor parametri ai semnalelor obţinute cu transistoare în avalanşă, cum ar fi spre exemplu amplitudinea tensiunii liniar-variabile produse cu un astfel de transistor.

În sfîrşit, trebuie menţionat dezavantajul cel mai important al transistoarelor în avalanşă — imposibilitatea utilizării lor în producţia de serie.

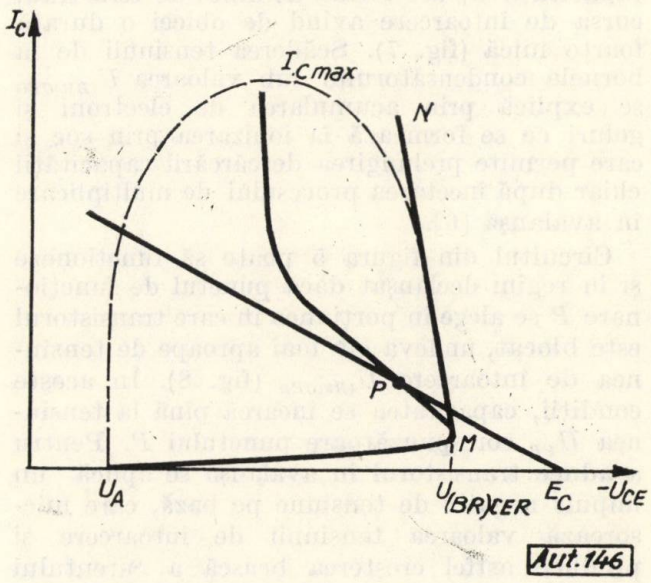
Cu toate acestea, transistoarele în avalanşă pot fi folosite cu rezultate bune în activitatea de cercetare sau în diferite experienţe de laborator, pentru a obţine semnale de o anumită formă cu circuite cît mai simple.

1. Circuite cu transistoare în avalanşă

a) *Generatorul de tensiune liniar-variabilă (fig. 5)*

Funcţionarea generatorului de tensiune liniar variabilă din figura 5 se poate explica cu ajutorul diagramei din figura 6.

Condensatorul C se încarcă prin rezistenţa R_c în intervalul de timp cît transistorul este blocat. Dacă se aleg astfel mărimile E_c şi R_c



încît punctul static de funcţionare să fie situat în porţiunea de caracteristică cu rezistenţă negativă (punctul P în fig. 6), condensatorul se descarcă prin transistorul intrat în avalanşă atunci cînd tensiunea de la bornele condensatorului ajunge egală cu tensiunea de întoarcere

$U'_{(BR)CER}$. Curentul de colector I_c creşte brusc spre o valoare I_{Cmax} de-a lungul dreptei de sarcină MN, a cărei pantă depinde de rezistenţa echivalentă a transistorului în regim de avalanşă R_{av}. Această rezistenţă are o variaţie neliniară în funcţie de curent, astfel că I_C variază după o curbă trasată pe grafic cu linie întreruptă. Cînd tensiunea la bornele capacităţii ajunge la o valoare U_A mai mică decît tensiunea $U_{(BR)CEO}$, transistorul încetează să mai conducă. Din acest moment capacitatea C se reîncarcă şi procesul se repetă. Tensiunea la bornele capacităţii U_C are forma de dinte de ferăstrău, cursa de întoarcere avînd de obicei o durată foarte mică (fig. 7). Scăderea tensiunii de la bornele condensatorului sub valoarea $U_{(BR)CEO}$ se explică prin acumularea de electroni şi goluri ce se formează la ionizarea prin şoc şi care permite prelungirea descărcării capacităţii chiar după încetarea procesului de multiplicare în avalanşă [6].

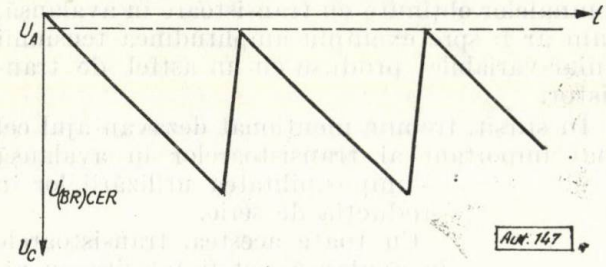


Fig. 7. Forma tensiunii la bornele condensatorului C din fig. 5.

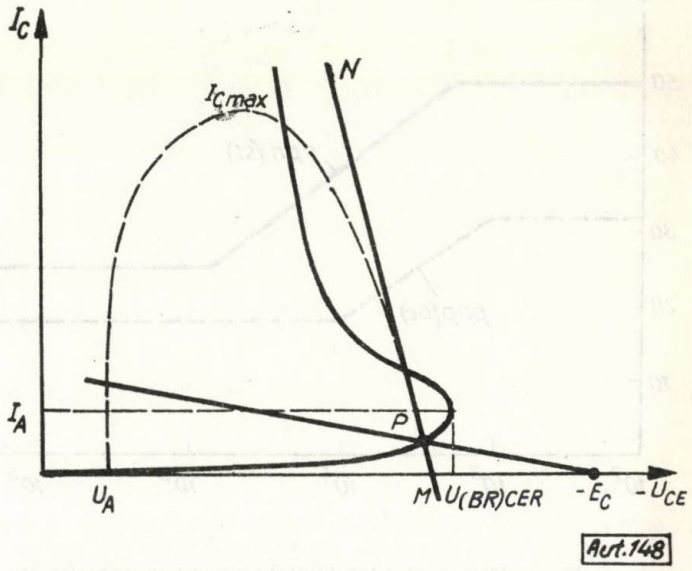


Fig. 8. Diagrama tensiune-curent corespunzătoare schemei din fig. 5, funcţionînd în regim declanşat.

Circuitul din figura 5 poate să funcţioneze şi în regim declanşat dacă punctul de funcţionare P se alege în porţiunea în care transistorul este blocat, undeva cît mai aproape de tensiunea de întoarcere $U_{(BR)CER}$ (fig. 8). În aceste condiţii, capacitatea se încarcă pînă la tensiunea U_{CP} corespunzătoare punctului P. Pentru a aduce transistorul în avalanşă se aplică un impuls negativ de tensiune pe bază, care micşorează valoarea tensiunii de întoarcere şi produce astfel creşterea bruscă a curentului de colector după dreapta de sarcină MN. Din acest moment, fenomenul decurge la fel ca în cazul precedent, pînă la blocarea transistorului. După blocare, capacitatea se reîncarcă pînă la tensiunea U_{OP} şi schema rămîne în aşteptare pînă la aplicarea unui nou impuls de comandă.

Energia necesară pentru comutarea transistorului este funcţie de valoarea rezistenţei R_B care şuntează prin ea o parte din curentul injectat de generator. Funcţionarea în regim declanşat cu R_B^- mare conduce la o energie mai mică pentru comandă, însă în acest caz se întîmpină greutăţi la obţinerea unui punct de funcţionare P stabil [7].

Transistorul în avalanşă introduce o întîrziere la declanşare, care este funcţie de amplitudinea şi forma semnalului de comandă. În cazul simplificat al unei comenzi efectuate cu un impuls treaptă cu amplitudinea E_G, această întîrziere se poate calcula cu relaţia [4]:

$$t_d = \tau \ln \frac{E_G}{E_G - U_{pr}}, \qquad (3)$$

în care U_{pr} — tensiunea de prag la care începe conducţia prin dioda bază-emitor, iar $\tau = C_B (r'_{bb} + R_G)$ — constanta de timp a circuitului de intrare, definită cu ajutorul capacităţii C_B^-, care ţine seamă de stocarea sarcinilor în bază înainte de comutaţie, şi a rezistenţelor $r_{bb'}$ şi R_G. Curbele de dependenţă a întîrzierii t_D în funcţie de E_G şi de rezistenţa sursei de semnal R_G, obţinute experimental pentru un transistor n-p-n 2N914, sînt prezentate în figura 9 [4]. Se observă uşor existenţa unei tensiuni de prag $U_{pr} = 0{,}49$ V, care este independentă de valoarea rezistenţei R_G^-. De asemenea se constată că fluctuaţiile asupra întîrzierilor la declanşare sînt micşorate dacă se utilizează un atac în tensiune ($R_G \gg r_{bb'}$) şi un impuls de declanşare cu $E_G > U_{pr}$.

Ca şi în cazul bazei de timp cu tiratron sau transistor unijoncţiune, tensiunea liniar variabilă obţinută cu schema din figura 5 are un factor de neliniaritate δ aproximativ egal cu

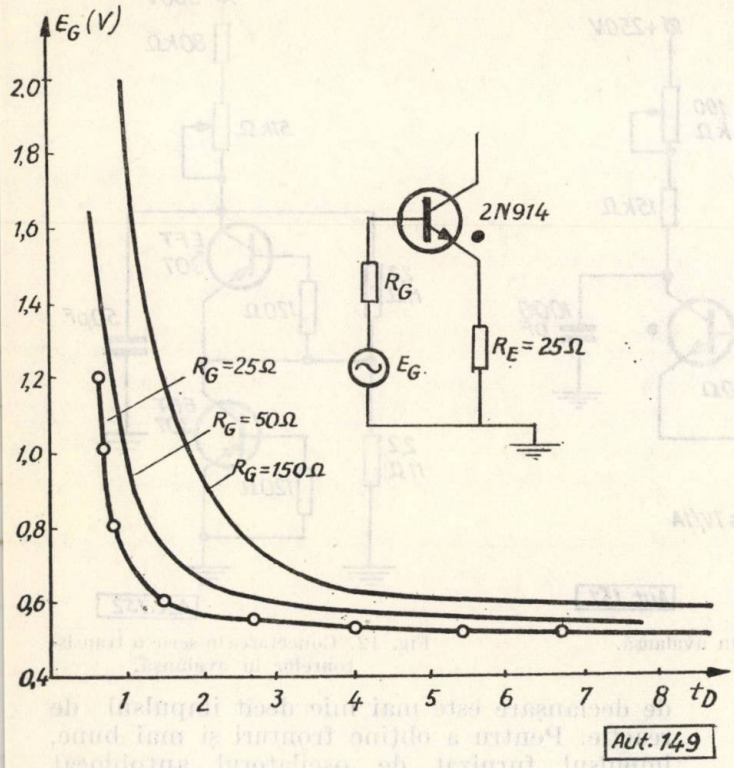


Fig. 9. Curbe de dependenţă a timpului de întîrziere la declanşare t_D în funcţie de amplitudinea tensiunii de comandă E_G.

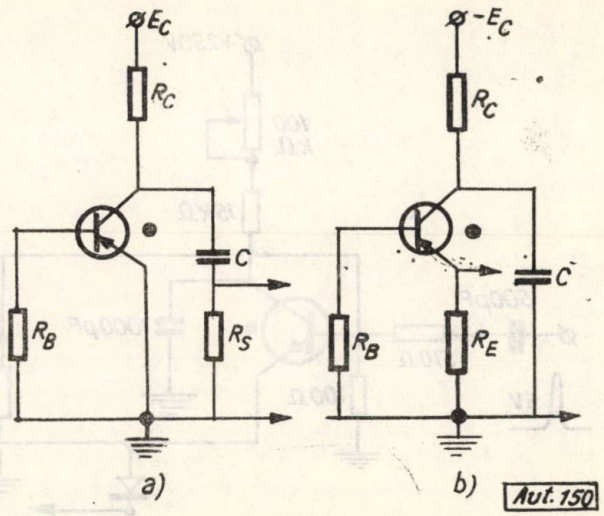


Fig. 10. Schemă pentru obţinerea unor impulsuri scurte: a) cu rezistenţa R_s în serie cu capacitatea de formare a tensiunii liniar-variabile; b) cu rezistenţa R_s în circuitul de emitor.

factorul de utilizare al tensiunii de alimentare adică:

$$\delta \simeq \frac{T}{R_c C} = \frac{U_{Cvv}}{E_c}, \qquad (4)$$

în care:

T este perioada tensiunii liniar-variabile;

U_{Cvv} — valoarea vîrf-vîrf a tensiunii de la bornele capacităţii;

E_c — tensiunea sursei de alimentare.

Pentru a obţine un factor de neliniaritate redus este necesar să lucrăm cu tensiuni E_c foarte mari ($E_c = (10 \div 20) U_{Cvv}$).

Perioada tensiunii liniar-variabile (dacă se neglijează durata cursei de întoarcere) se poate calcula cu relaţia:

$$T = R_c C \ln \frac{E_c - U_A}{E_c - U_{(BR)CER}}. \qquad (5)$$

Este interesant de menţionat că puterea disipată de transistor în schema din figura 5 nu depinde de mărimea capacităţii C. Într-adevăr, puterea medie într-o perioadă a procesului de descărcare a capacităţii are valoarea:

$$P_{med} = \frac{C U_c^2}{2} \cdot \frac{1}{T} \qquad (6)$$

şi ţinînd seamă de relaţia (5) obţinem:

$$P = \frac{U_c^2}{2 R_c \ln[(E_c - U_A)/(E_c - U_{(BR)CER})]} \qquad (7)$$

Astfel este posibil ca valoarea capacităţii C să fie aleasă din condiţia obţinerii unei perioade date a tensiunii liniar-variabile. Dacă se impune să avem şi o anumită amplitudine a acestei tensiuni, este necesar să se utilizeze un transistor care să permită obţinerea unor tensiuni U_A şi $U_{(BR)CER}$ corespunzătoare.

Diferenţiind tensiunea din colector (adăugînd o rezistenţă mică R_s în serie cu capacitatea C), se pot obţine impulsuri scurte cu un front anterior foarte bun (fig. 10, a) [7]. Dacă rezistenţa R_s se introduce în circuitul emitorului (fig. 10, *b*), la bornele ei pot fi obţinute aceleaşi impulsuri scurte dar cu polaritate opusă. Conectînd mai multe transistoare în avalanşă în paralel ca în figura 11, se poate mări de cîteva ori amplitudinea impulsurilor culese la bornele rezistenţei R_s. În acest caz este necesar să se regleze în mod convenabil tensiunea de colector a fiecărui transistor, astfel încît transistoarele să poată intra simultan în avalanşă [8].

Este posibilă şi conectarea în serie a transistoarelor în avalanşă folosind rezistenţe de egalizare a tensiunii repartizate pe aceste transistoare (fig. 12) [9].

b) *Oscilatorul autoblocat (fig. 13)*

Oscilatorul autoblocat cu transistor în avalanşă permite să se obţină un impuls al cărui timp de creştere depinde în mică măsură de frontul impulsului de declanşare. În acest caz, reacţia pozitivă şi fenomenul de multiplicare în avalanşă îşi însumează efectele, obţi-

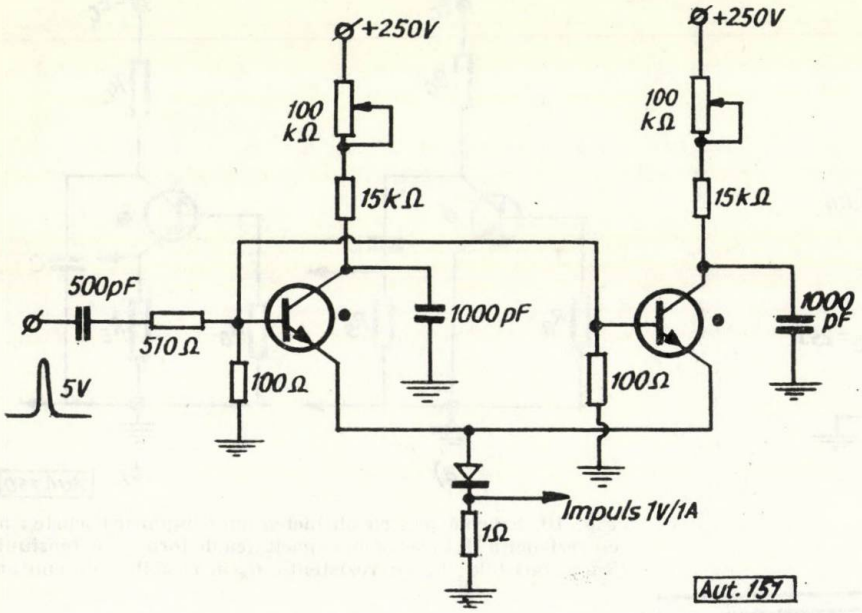


Fig. 11. Conectarea în paralel a transistoarelor în avalanşă.

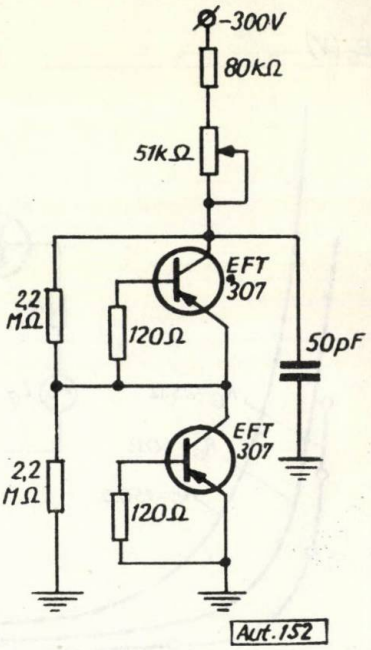


Fig. 12. Conectarea în serie a transistoarelor în avalanşă.

nîndu-se impulsuri foarte scurte în înfăşurarea de sarcină a oscilatorului autoblocat.

Punctul de funcţionare se alege la fel ca în cazul generatorului de tensiune liniar-variabilă în regim declanşat (fig. 8). Cînd impulsul de declanşare depăşeşte nivelul de prag al transistorului, acesta intră în avalanşă şi condensatorul C se descarcă prin înfăşurarea de colector

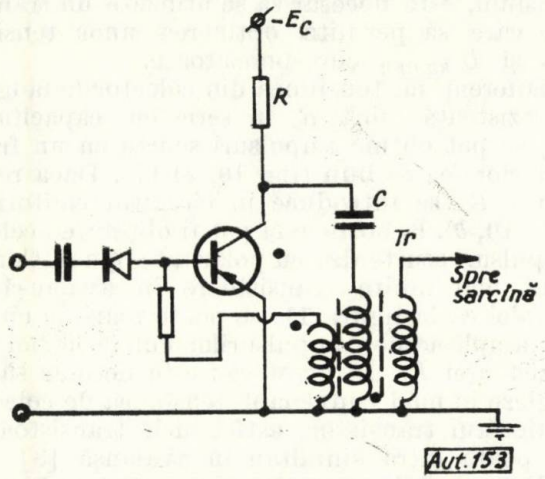


Fig. 13. Oscilator autoblocat cu transistor în avalanşă.

a transformatorului de impulsuri T_r. O parte din energie este transferată, cu ajutorul transformatorului, înapoi în circuitul de intrare şi, deoarece impulsul de reacţie are un timp de creştere mai mic decît al impulsului de comandă (datorită fenomenului de avalanşă), impulsul furnizat de oscilator la ieşire va depinde în mică măsură de forma semnalului de comandă. Dioda blochează semnalul de la intrare şi evită influenţa dintre circuite atunci cînd impulsul de declanşare este mai mic decît impulsul de reacţie. Pentru a obţine fronturi şi mai bune, impulsul furnizat de oscilatorul autoblocat poate fi utilizat pentru comanda unui al doilea oscilator construit după acelaşi principiu.

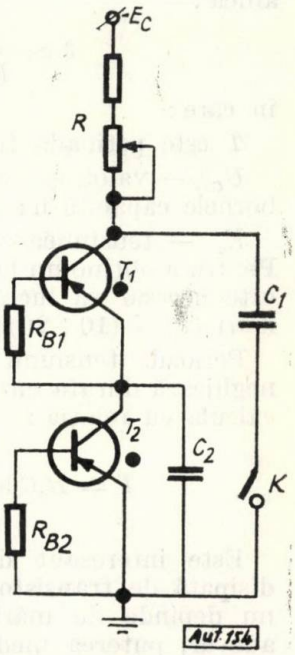


Fig. 14. Generator de tensiune în trepte cu transistoare în avalanşă.

c) *Generatorul de tensiune în trepte*

O schemă simplă pentru producerea unei tensiuni în trepte cu transistoare în avalanşă este prezentată în figura 14 [10].

Funcţionarea schemei se poate explica cu ajutorul diagramei din figura 6. Presupunem că $|E_c| \gg U_{(BR)CER}|$ şi că punctul de funcţionare P al transistorului T_1 se alege în porţiunea de

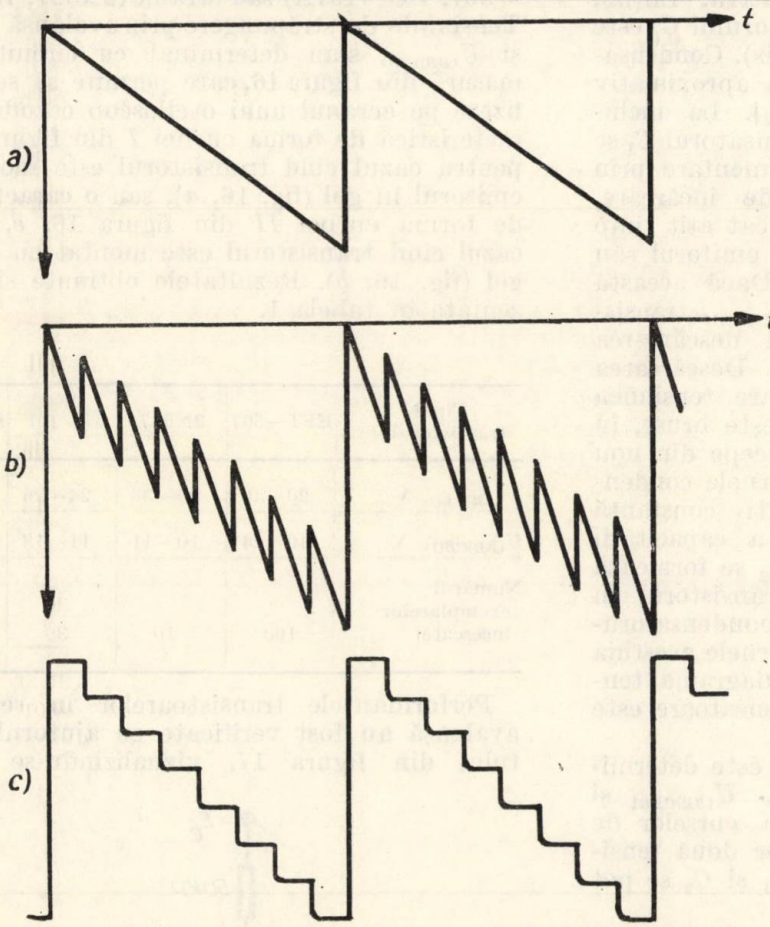


Fig. 15. Diagrama tensiunii la bornele capacităţilor schemei din fig. 14:
a) la bornele capacităţii C_2 cînd comutatorul K este deschis;
b) la bornele capacităţii C_1 cînd comutatorul K este deschis;
c) la bornele capacităţii C_2 cînd comutatorul K este închis.

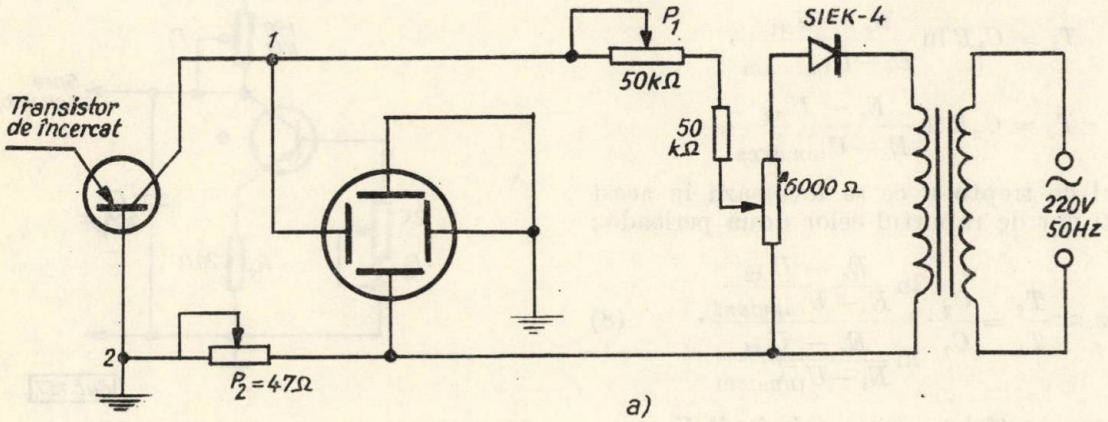
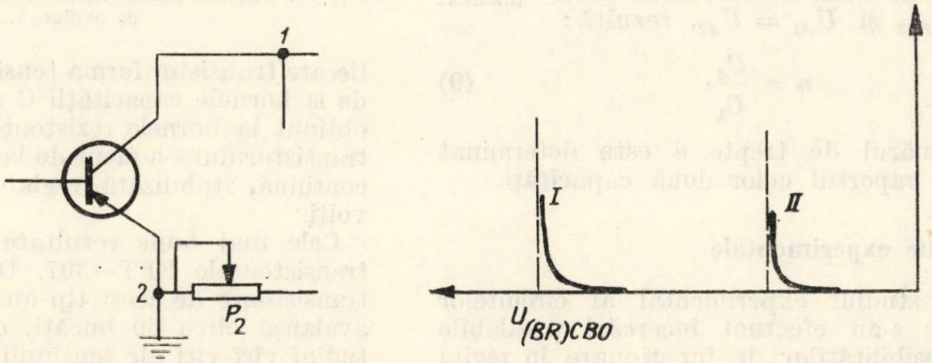


Fig. 16. Circuite de măsură a tensiunii de străpungere:
a) pentru schema cu emitorul în gol;
b) pentru schema cu baza în gol;
c) diagrama tensiunii, vizualizată pe osciloscop.



caracteristică cu rezistenţă negativă. Iniţial, considerăm că circuitul condensatorului C_1 este întrerupt (întrerupătorul K deschis). Condensatorul C_2 se încarcă după o lege aproximativ liniară deoarece $|E_c| \gg |U_{(BR)CER}|$. La închiderea întrerupătorului K, condensatorul C_1 se încarcă şi el de la sursa de alimentare prin rezistenţa R_c. În acest proces de încărcare, transistorul T_1 este menţinut blocat atît timp cît tensiunea dintre colectorul şi emitorul său este mai mică decît $U_{(BR)CER1}$. Dacă această tensiune ajunge la valoarea $U_{(BR)CER1}$, transistorul T_1 se deschide permiţînd descărcarea condensatorului C_1 prin T_1 şi C_2. Descărcarea are loc la curent mare şi, ca urmare, tensiunea la bornele condensatorului C_2 creşte brusc, în salt. Cînd T_1 se blochează, C_1 începe din nou să se încarce, iar tensiunea la bornele condensatorului C_2 se menţine aproximativ constantă pînă la următoarea descărcare a capacităţii C_1. La bornele condensatorului C_2 se formează astfel o tensiune în trepte. Transistorul în avalanşă T_2 asigură descărcarea condensatorului C_2 atunci cînd tensiunea la bornele acestuia ajunge la valoarea $U_{(BR)CER2}$. Diagrama tensiunilor la bornele celor două condensatoare este arătată în figura 15.

Numărul treptelor de tensiune este determinat de mărimile E_c, R, C_1, C_2, $U_{(BR)CER1}$ şi $U_{(BR)CER2}$. Dacă neglijăm durata curselor de întoarcere, atunci perioadele celor două tensiuni de la bornele capacităţilor C_1 şi C_2 se pot calcula cu relaţiile :

$$T_1 = C_1 R \ln \frac{E_c - U_{A1}}{E_c - U_{(BR)CER1}},$$

$$T_2 = C_2 R \ln \frac{E_c - U_{A2}}{E_c - U_{(BR)CER2}}.$$

Numărul de trepte n ce se formează în acest caz va fi dat de raportul celor două perioade :

$$n \approx \frac{T_2}{T_1} = \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{\ln \dfrac{E_c - U_{A2}}{E_c - U_{(BR)CER2}}}{\ln \dfrac{E_c - U_{A1}}{E_c - U_{(BR)CER1}}}. \qquad (8)$$

Dacă alegem astfel transistoarele încît $U_{(BR)CER1} = U_{(BR)CER2}$ şi $U_{A1} = U_{A2}$, rezultă :

$$n = \frac{C_2}{C_1}, \qquad (9)$$

adică numărul de trepte n este determinat numai de raportul celor două capacităţi.

2. Rezultate experimentale

Pentru studiul experimental al circuitelor prezentate s-au efectuat încercări prealabile asupra posibilităţilor de funcţionare în regim de avalanşă a unor transistoare indigene (EFT −307, BC−107A) sau străine (2N527, II−401). Tensiunile de străpungere prin avalanşă $U_{(BR)CBo}$ şi $U_{(BR)CBO}$ s-au determinat cu circuitul de măsură din figura 16, care permite să se vizualizeze pe ecranul unui osciloscop catodic o caracteristică de forma curbei I din figura 16, *c*, pentru cazul cînd transistorul este montat cu emitorul în gol (fig. 16, *a*), sau o caracteristică de forma curbei II din figura 16, *c*, pentru cazul cînd transistorul este montat cu baza în gol (fig. 16, *b*). Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabela 1.

Tabela 1

Tipul transistorului	EFT−307	2N527	II−401	BC−107A
$U_{(BR)CBO}$, V	20−40	35−36	24−26	70−90
$U_{(BR)CEO}$, V	10−14	10−11	11−13	35−40
Numărul exemplarelor încercate	100	10	30	8

Performanţele transistoarelor în regim de avalanşă au fost verificate cu ajutorul circuitului din figura 17, vizualizîndu-se pentru

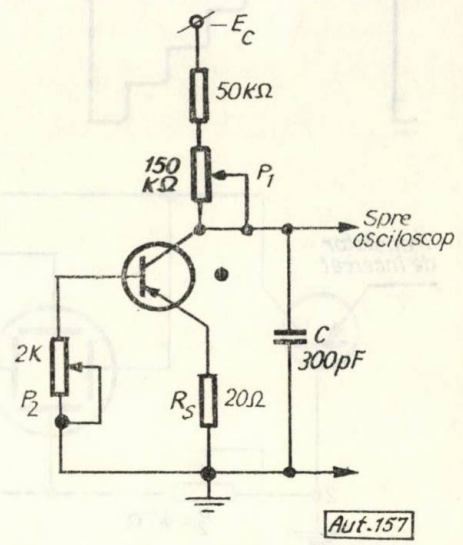


Fig. 17. Schemă pentru încercarea transistoarelor în regim de avalanşă.

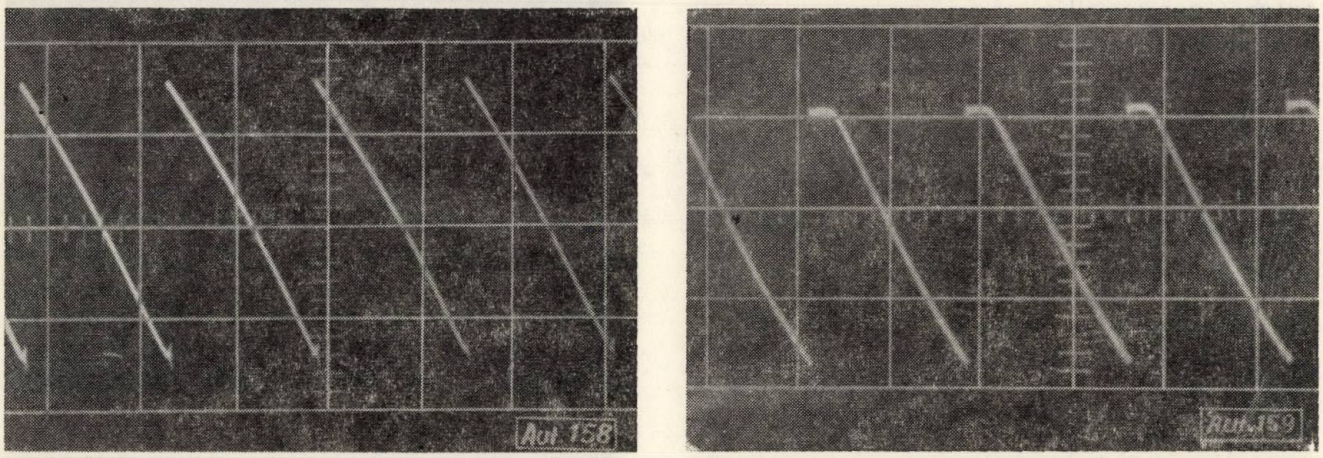
fiecare transistor forma tensiunii liniar variabile de la bornele capacităţii C şi forma impulsului obţinut la bornele rezistenţei R_s. Alimentarea transistorului s-a făcut de la o sursă de tensiune continuă, stabilizată, reglabilă între 100 şi 500 volţi.

Cele mai bune rezultate s-au obţinut cu transistoarele EFT−307. Dintr-un lot de 100 transistoare de acest tip au funcţionat bine în avalanşă circa 60 bucăţi, obţinîndu-se amplitudini vîrf-vîrf ale tensiunii liniar-variabile cuprinse între 15 şi 42 volţi. Forma de undă a

tensiunii furnizate de unul din aceste exemplare este arătată în figura 18, *a*.

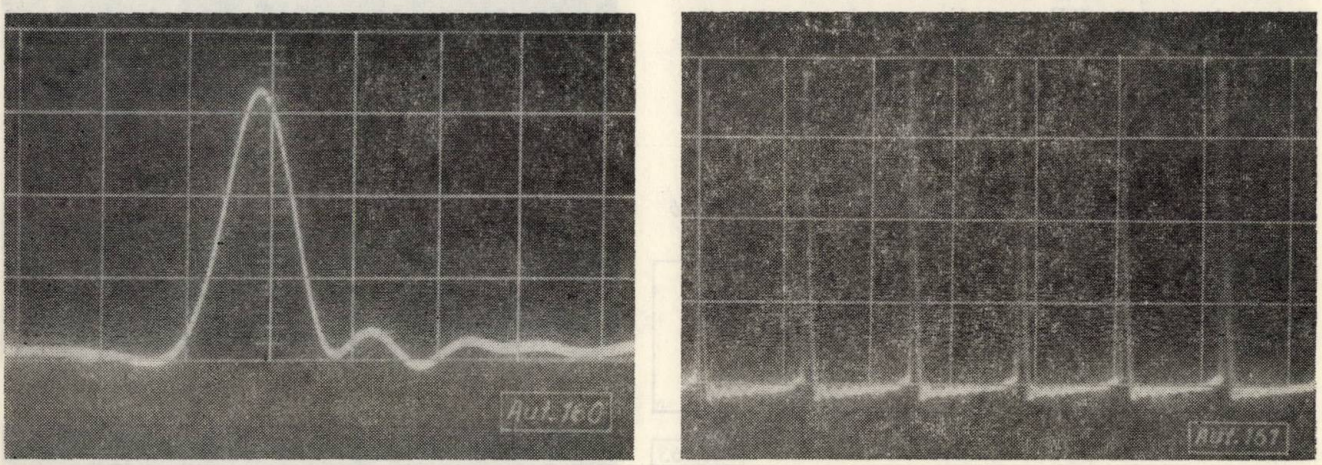
În figura 18, *b* se prezintă o formă particulară a acestei tensiuni, întîlnită la unele exemplare EFT—307 în aceleaşi condiţii de încercare. Limitarea perioadei maxime de repetiţie a tensiunii liniar-variabile este explicată prin acumularea de purtători de sarcini în bază, starea de conducţie a transistorului fiind prelungită pînă la evacuarea acestor purtători [5].

Forma impulsurilor culese la bornele rezistenţei R_s din emitorul unui transistor EFT—307 încercat este arătată în figura 19, *a* şi 19, *b*.



a *b*

Fig. 18. Forma tensiunii liniar-variabile cu transistoare EFT—307:
a) pentru un transistor funcţionînd fără stocare de sarcini; *b*) pentru un transistor funcţionînd cu stocare de sarcini.



a *b*

Fig. 19. Forma impulsurilor culese la bornele rezistenţei R_s din fig. 17:
a) un impuls izolat; *b*) o succesiune de impulsuri.

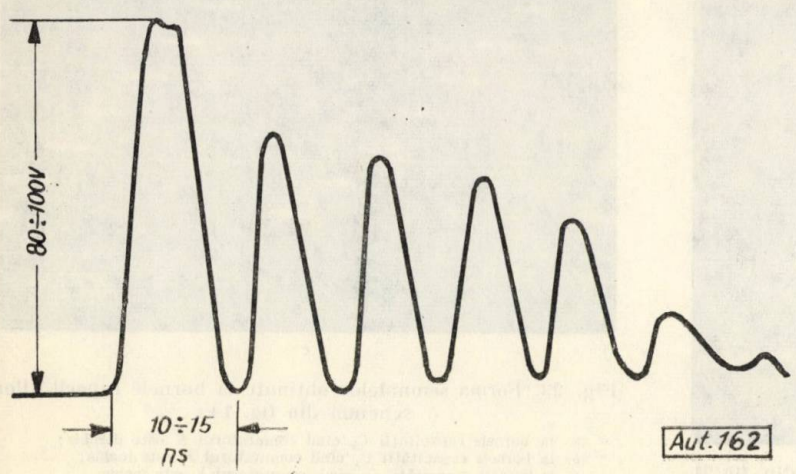


Fig. 20. Forma impulsului cules la bornele rezistenţei R_s în cazul unui transistor BC—107A.

Se observă că la bornele acestei rezistenţe s-a obţinut un impuls cu o amplitudine de 3,2 volţi, cu o durată la bază de 38 ns, oscilaţiile parazite care urmează după impulsul principal fiind puternic atenuate. Aceleaşi performanţe s-au obţinut şi cu transistoarele П—401, care s-au remarcat şi prin o dispersie foarte mică a tuturor parametrilor.

Transistoarele BC—107A, sortate în prealabil cu ajutorul circuitului de măsură din figura 16 (modificat astfel încît să se obţină polaritatea necesară a tensiunii de alimentare), au furnizat tensiuni liniar-variabile cu amplitudine de 80—90 volţi, cu o tensiune de alimentare de 500 volţi. La bornele rezistenţei R_s s-a obţinut în acest caz un impuls cu amplitudinea foarte mare (80—100 volţi), urmat de o serie de oscilaţii care nu pot fi sensibil amortizate prin variaţia diferitelor elemente ale schemei (fig. 20). Aceste oscilaţii fac practic inutilizabil primul impuls ai cărui parametri sînt foarte buni (durata impulsului la bază este de 10—15 ns).

Funcţionarea generatorului autoblocat a fost studiată cu schema din figura 21. Transformatorul de impulsuri T_r a fost realizat cu un miez de ferită *PE*, cu diametrul interior de 8 mm, pe care s-au bobinat trei înfăşurări a cîte 4 spire fiecare. Forma semnalului obţinut cu un transistor EFT—307 este arătată în figura 22.

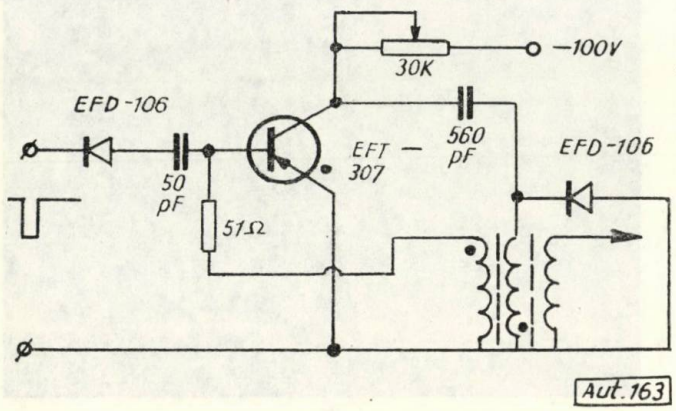


Fig. 21. Schema pentru încercarea oscilatorului autoblocat.

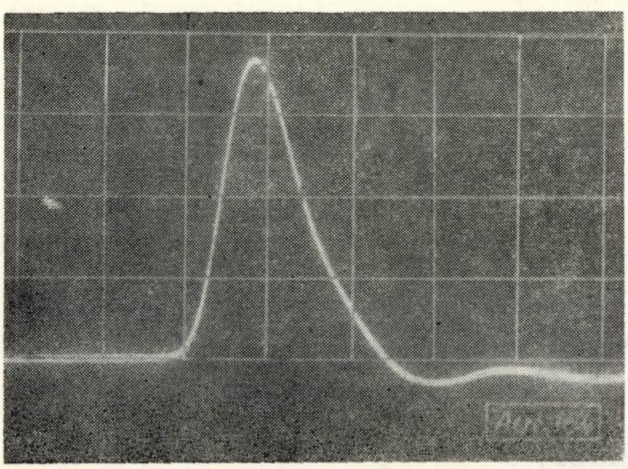
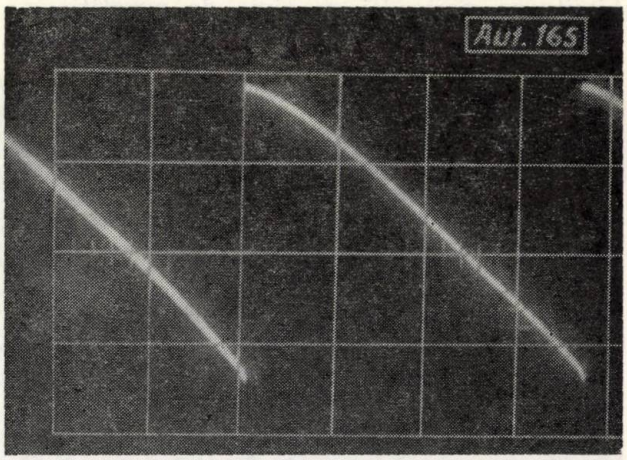
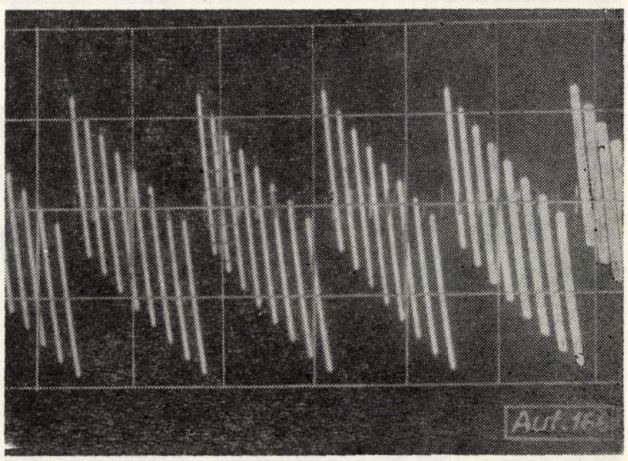


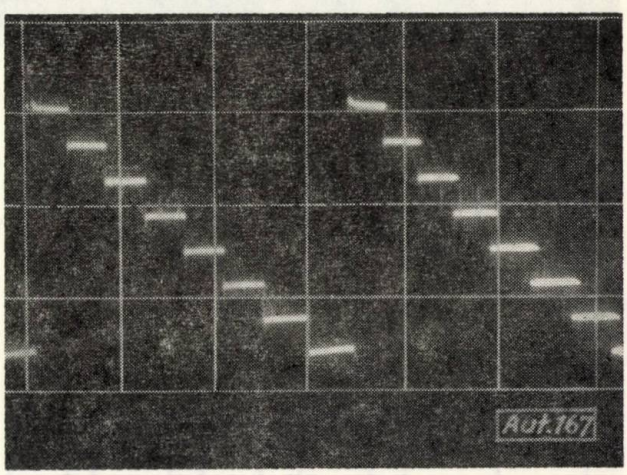
Fig. 22. Forma impulsului furnizat de schema din fig. 21,



a



b



c

Fig. 23. Forma semnalelor obţinute la bornele capacităţilor schemei din fig. 14:

a) la bornele capacităţii C_2 cînd comutatorul K este deschis;
b) la bornele capacităţii C_1 cînd comutatorul K este închis;
c) la bornele capacităţii C_2 cînd comutatorul K este închis.

Generatorul de tensiune în trepte a fost experimentat cu schema din figura 14, cu următoarele valori: $C_1 = 0{,}1$ F, $C_2 = 12$ nF, $R_{B1} = R_{B2} = 470$ Ω şi $R_c = 150$ kΩ. S-au folosit două transistoare EFT–307.

Forma semnalului obţinut la bornele celor două capacităţi C_1 şi C_2 este arătată în figura 23.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vătăşescu, A., Sinnreich, H. ş.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie.* Amplificatoare şi oscilatoare Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.

[2] Arciszewski, H. *Mesures sur les transistors.* Paris, Chiron, 1967.

[3] Paul, R. *Tehnica măsurării tranzistoarelor.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.

[4] Samueli, J. J., Pigneret, J., Sarazin, A. *Instrumentation électronique en physique nucléaire.* Paris. Masson, 1968.

[5] Duckenfield, M. J. *The operation of transistors in the avalanche mode.* In: Electronic engineering, aug 1961, p. 511.

[6] Zinoviev, G. S. *O lavinnom rejime raboti tranzistorov.* În culegerea de articole „Poluprovodnicovîie priborî i ih primenenie", vîpusk 12. Moscova, Sovetskoe radio, 1964, p. 97.

[7] Rufer, R. *Designing avalanche switching circuits.* In: Electronics, nr. 7, 1961, p. 81.

[8] *A fast risetime avalanche transistor pulse generator for driving injection lasers.* In: Proc. IEEE, nr. 2, 1967, p. 88.

[9] Fibich, W. *Avalanche Transistoren in Schaltungen zur Erzeugung kurzer und hoher Stromimpulse.* In: Frequenz, nr. 1, 1970, p. 2.

[10] Ali-Zade, G. A., Ali-Zade, D. G., Diakonov, V. P. *Upravlenia ghenerator lineinno-stupenceatogo napriajenia na lavinnth tranzistorah.* In: Izvestia radioelektronika, nr. 11, 1969, p. 1306.

Ing. IULIA SPÂNU

Aplicarea mulţimilor vagi la corecţia şi detecţia erorilor

Este îndeobşte cunoscut locul pe care îl ocupă codurile corectoare şi detectoare de erori în sistemele moderne de transmisii de date.

Problema cheie legată de utilizarea acestor coduri este aceea a elaborării unor metode de decodare simple, care să implice utilizarea unor decodoare cît mai puţin complexe, chiar pentru valori mari ale numărului de simboluri n din cuvîntul de cod.

Cu toate că există o serie de metode de decodare [1, 2] care conduc la decodoare relativ simple, cercetările în această direcţie continuă.

În articolul de faţă se propune o nouă metodă de decodare bazată pe utilizarea mulţimilor vagi la elaborarea algoritmului de decodare. Această metodă, pe lîngă simplitate, mai are avantajul de a permite realizarea într-o anumită măsură a adaptării decodorului la statistica perturbaţiilor din canalul de transmisie.

Expunerea metodei se face aplicativ la codurile bloc n; k, dar trebuie menţionat faptul că poate fi utilizată şi la decodarea codurilor convoluţionale.

Majoritatea metodelor de decodare au la bază principiul distanţei minime [3, 4]. Pentru aplicarea lui, mulţimea W a cuvintelor recepţionate $w_j \in W$ se împarte în 2^k submulţimi disjuncte W_i, fiecăreia aparţinîndu-i un singur cuvînt de cod v_i şi toate cuvintele fără sens a căror distanţă Hamming faţă de v_i este mai mică decît distanţa faţă de oricare alt cuvînt de cod, adică:

$$w_j \in W_i \text{ dacă } d(v_i, w_j) < d(v_l, w_j) \text{ pentru } \forall l \neq i. \quad (1)$$

La recepţionarea cuvîntului (cu sau fără sens) w_j, decodarea se efectuează după cum urmează: dacă $w_j \in W_i$ (ceea ce implică $w_j \notin W_l$ pentru $\forall l \neq i$, submulţimile W_i fiind disjuncte), se ia decizia că w_j provine din cuvîntul de cod v_i efectuîndu-se astfel corecţia erorilor; dacă $w_j \notin W_i$ pentru $\forall i = 1, 2, \ldots$ $\ldots, 2^k$, atunci nu se poate lua nici o decizie cu privire la cuvîntul de cod din care provine w_j, deci se efectuează numai detecţia erorilor şi se cere retransmiterea cuvîntului.

În cele ce urmează se propune utilizarea mulţimilor vagi în locul celor ordinare, ceea ce conduce la o ilustrare matematică a posibilităţilor de eronare a cuvintelor de cod mult mai fidelă situaţiei reale decît în cazul anterior.

Mulţimile vagi au fost introduse de Zadeh [5]. În timp ce mulţimile ordinare se caracterizează prin funcţii de apartenenţă ce pot lua valorile discrete 1 sau 0 (un element oarecare putînd să aparţină sau nu unei mulţimi ordinare date), mulţimile vagi se caracterizează prin funcţii de apartenenţă ce pot varia în intervalul închis [0, 1]. Astfel, valoarea funcţiei de apartenenţă a elementului x la mulţimea vagă A, $f_A(x)$, reprezintă „gradul de apartenenţă" al lui x la A.

Mulţimea W a cuvintelor recepţionate $w_j \in W$ se împarte în 2^k mulţimi vagi convexe nedisjuncte W_i, astfel încît pentru fiecare mulţime vagă W_i să existe un singur cuvînt, cu necesitate cuvînt de cod, a cărui funcţie de apartenenţă la W_i să fie egală cu unitatea. Acest cuvînt de cod v_i este denumit în cele ce urmează *cuvînt-reper* al mulţimii vagi W_i.

Funcţia de apartenenţă a cuvîntului w_j la mulţimea vagă W_i este o funcţie scăzătoare de distanţa Hamming dintre acesta şi cuvîntul-reper v_i al mulţimii vagi W_i. Independent de

legea de variaţie adoptată pentru funcţia de apartenenţă sînt îndeplinite relaţiile :

$$f_{W_i}(d_{ij}) \begin{cases} = 1 & d_{ij} = 0 \\ < 1 & \forall d_{ij} > 0, \end{cases} \quad (2)$$

unde pentru simplitate se utilizează notaţia $d_{ij} = d(v_i, w_j)$.

Deoarece distanţa Hamming poate lua numai valorile întregi din intervalul închis $[0, n]$, funcţia de apartenenţă este o funcţie discretă, definită numai pentru valorile întregi ale argumentului, cuprinse între 0 şi n. În figura 1 este dat aspectul unei funcţii de apartenenţă.

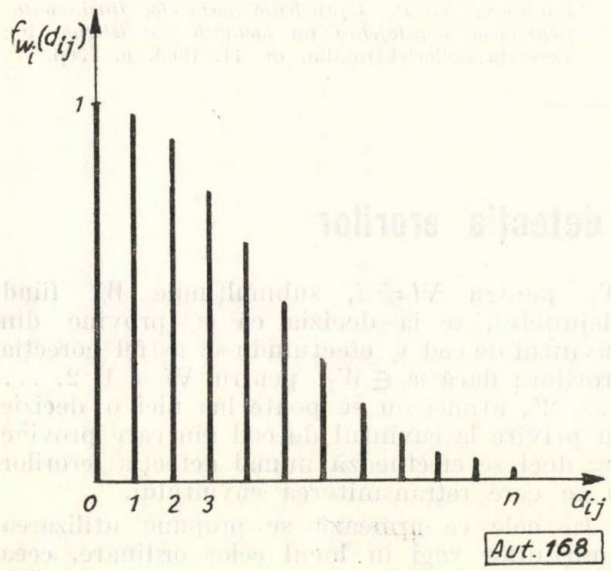


Fig. 1. Dependenţa funcţiei de apartenenţă a cuvîntului w_j la mulţimea vagă W_i de distanţa faţă de cuvîntul-reper v_i.

În cele ce urmează se consideră aceeaşi lege de variaţie a funcţiei de apartenenţă pentru toate mulţimile vagi W_i, adică :

$$f_{W_i}(d_{ij}) = f_{W_l}(d_{ls}) \text{ pentru } d_{ij} = d_{ls}. \quad (3)$$

Aspectul legii de variaţie a funcţiei de apartenenţă se precizează la sfîrşitul articolului, o dată cu considerentele pe baza cărora se face alegerea.

Împărţirea mulţimii W în 2^k mulţimi vagi nedisjuncte corespunde situaţiei reale, deoarece ilustrează faptul că cuvîntul eronat w_j poate proveni din oricare cuvînt de cod v_i cu o probabilitate mai mare sau mai mică, după cum distanţa faţă de cuvîntul-reper v_i este mai mică sau mai mare, respectiv după cum funcţia de apartenenţă la mulţimea vagă corespunzătoare W_i este mai mare sau mai mică.

Decizia cu privire la cuvîntul de cod din care provine cu cea mai mare probabilitate (conform principiului distanţei minime) cuvîntul recepţionat w_j se poate lua în urma comparării valorilor funcţiilor de apartenenţă ale cuvîntului w_j la toate mulţimile vagi W_i cu un prag T : se ia decizia v_i dacă :

$$f_{W_i}(d_{ij}) \geqslant T \quad (4)$$

şi dacă :

$$f_{W_l}(d_{lj}) < T \text{ pentru } \forall l \neq i. \quad (5)$$

Dacă :

$$f_{W_i}(d_{ij}) < T \text{ pentru } \forall i, \quad (6)$$

eroarea este numai detectată şi trebuie cerută retransmiterea cuvîntului.

Limita inferioară a pragului T rezultă din condiţia deciziei unice, adică implicarea relaţiei (5) de către relaţia (4). Fie două cuvinte de cod v_i şi v_l, distanţa dintre ele fiind egală cu distanţa minimă $d_{il} = d_{min}$. În figura 2 sînt

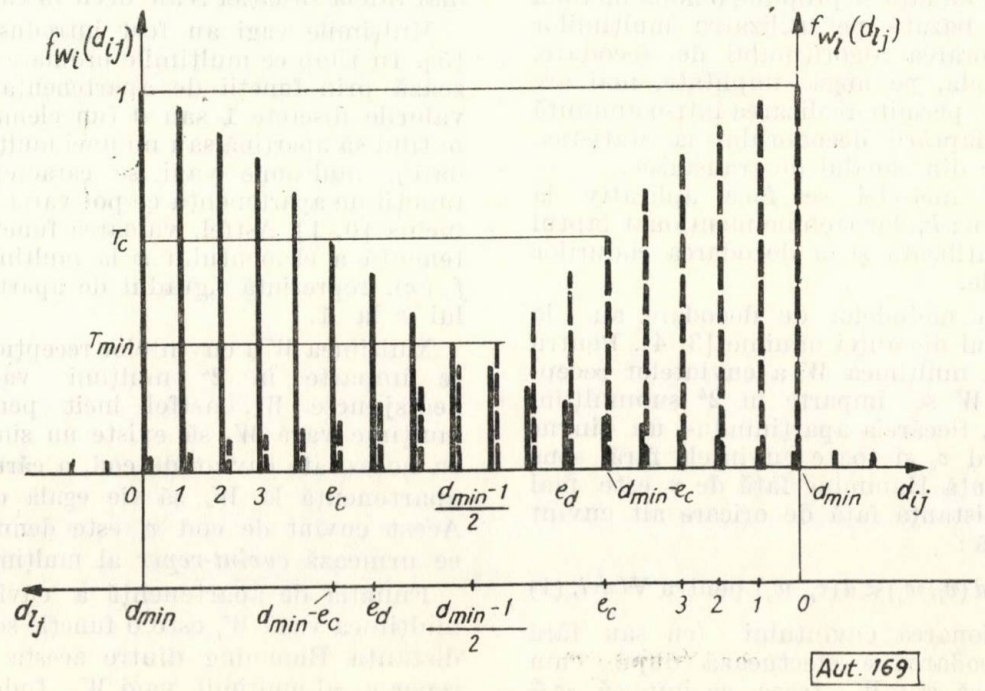


Fig. 2. Funcţiile de apartenenţă ale cuvîntului w_j la mulţimile vagi W_i şi W_l.

reprezentate funcţiile de apartenenţă ale cuvîntului recepţionat w_j la mulţimile vagi W_i şi W_l. Acesta se găseşte între cuvintele-reper v_i şi v_l, astfel încît:

$$d_{ij} + d_{lj} = d_{il} = d_{min}. \tag{7}$$

Se observă că, pentru îndeplinirea simultană a relaţiilor (4) şi (5), valoarea minimă a pragului T trebuie aleasă:

$$T_{min} = f_{W_i}\left(\left[\frac{d_{min} - 1}{2}\right]\right), \tag{8}$$

unde prin $[\alpha]$ s-a notat cel mai mare întreg ce nu depăşeşte α.

Valoarea maximă a pragului este evident 1, deci pragul trebuie ales între limitele:

$$T_{min} \leqslant T \leqslant 1. \tag{9}$$

Fie o valoare intermediară T_c a pragului şi fie:

$$T_c = f(e_c). \tag{10}$$

În acest caz, numărul maxim de erori corectabile este e_c. Într-adevăr, dacă $f_{W_i}(d_{ij}) \geqslant T_c$ se ia decizia v_i, iar dacă $f_{W_l}(d_{lj}) \geqslant T_c$ se ia decizia v_l. Dacă numărul erorilor e este mai mare decît e_c, adică:

$$e_c < e \leqslant e_d, \tag{11}$$

unde:

$$e_d = d_{min} - e_c - 1, \tag{12}$$

relaţia (4) nu este îndeplinită pentru nici o mulţime vagă, adică:

$$f_{W_j}(d_{fj}) < T \quad \text{pentru } \forall f,$$

şi ca urmare nu se poate lua nici o decizie. În acest caz se cere retransmiterea cuvîntului, deci se efectuează numai detecţia erorilor, nu şi corecţia lor.

Numărul erorilor detectabile este e_d:

$$e_d = e_c + e_s, \tag{13}$$

unde e_s reprezintă numărul erorilor detectabile suplimentare faţă de cele corectabile.

Dacă numărul erorilor depăşeşte e_d, decodarea se efectuează eronat.

Codurile cu asemenea proprietăţi de corecţie şi detecţie se numesc coduri corectoare de e_c erori şi detectoare de e_d erori. Din relaţia (12) rezultă expresia cunoscută a distanţei minime pentru un asemenea cod:

$$d_{min} = e_c + e_d + 1 \tag{14}$$

sau înlocuind relaţia (13) în (14):

$$d_{min} = 2e_c + e_s + 1. \tag{15}$$

Rezultă că, prin varierea pragului de comparare T în limitele impuse de relaţia (9), poate fi variat numărul erorilor corectabile e_c, respectiv detectabile e_d, relaţia (14) fiind întotdeauna îndeplinită.

Cazurile extreme corespund celor două valori extreme ale pragului. Astfel, pentru $T = T_{min}$ rezultă:

$$\left.\begin{aligned} e_c = e_{cmax} &= \left[\frac{d_{min} - 1}{2}\right] \\ e_s &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

adică se efectuează numai corecţia erorilor şi anume a numărului maxim de erori corectabile pentru codul dat.

Pentru $T = 1$ rezultă:

$$\left.\begin{aligned} e_c &= 0 \\ e_d = e_s &= d_{min} - 1 \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

adică se efectuează numai detecţia erorilor şi anume a numărului maxim de erori detectabile pentru codul dat.

Evident, în cazul $T = 1$ numărul erorilor faţă de care se asigură protecţie (prin detecţie) este dublu (considerînd d_{min} impar) faţă de numărul erorilor faţă de care se asigură protecţie (prin corecţie) în cazul $T = T_{min}$.

În figura 3 este reprezentată dependenţa e_s şi e_d de e_c pentru un cod dat (d_{min} dat).

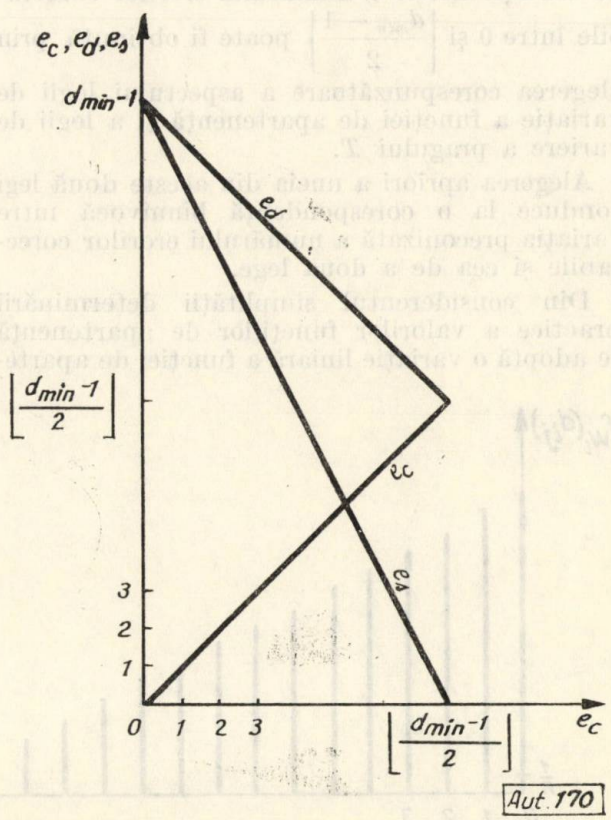


Fig. 3. Dependenţa numărului erorilor detectabile e_d şi numărului erorilor detectabile suplimentare e_s de numărul erorilor corectabile e_c pentru d_{min} dat.

Prin mărirea pragului T scade numărul de erori corectabile e_c şi creşte numărul de erori detectabile e_d, scăzînd însă viteza de transmisie datorită retransmisiilor. Cu alte cuvinte, pe această cale se micşorează probabilitatea deciziei incorecte cu preţul creşterii probabilităţii de neluare a deciziei, deci a micşorării vitezei de transmisie.

Indiferent de valoarea pragului T, codul rămîne neschimbat, deci structura codorului rămîne neschimbată, iar cea a decodorului se complică foarte puţin faţă de cazul în care se corectează, respectiv se detectează, un număr fix de erori.

Un asemenea sistem cu pragul T variabil poate fi folosit în scopul adaptării decodorului la statistica perturbaţiilor din canalul de transmisie. Astfel, mărind valoarea pragului T la creşterea perturbaţiilor din canal, se măreşte numărul erorilor detectabile, putîndu-se obţine pe această cale aceeaşi probabilitate a deciziei incorecte ca şi în cazul unor perturbaţii mai puţin puternice. Aşa cum s-a arătat, în acest caz scade însă viteza de transmisie.

Modificarea numărului erorilor corectabile (implicit şi detectabile) trebuie făcută în funcţie de perturbaţiile din canal. Pentru un cod dat (d_{min} dat) e_c, respectiv e_d, depind atît de aspectul legii de variaţie a funcţiei de apartenenţă, cît şi de valoarea pragului T. Orice lege de variaţie dorită a numărului erorilor corectabile între 0 şi $\left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor$ poate fi obţinută prin alegerea corespunzătoare a aspectului legii de variaţie a funcţiei de apartenenţă şi a legii de variere a pragului T.

Alegerea apriori a uneia din aceste două legi conduce la o corespondenţă biunivocă între variaţia preconizată a numărului erorilor corectabile şi cea de a doua lege.

Din considerentul simplităţii determinării practice a valorilor funcţiilor de apartenenţă se adoptă o variaţie liniară a funcţiei de apartenenţă cu distanţa. Deoarece distanţa dintre două cuvinte poate lua toate valorile întregi între 0 şi n, rezultă expresia funcţiei de apartenenţă:

$$f_{W_i}(d_{ij}) = 1 - \frac{d_{ij}}{n}, \quad \forall\, d_{ij} = 0,1,\ldots,n, \quad \forall\, i = 1,2,\ldots,2^k, \tag{18}$$

reprezentată în figura 4.

Pe lîngă adaptarea în sensul amintit a decodorului la statistica perturbaţiilor din canal, principiul de decodare prezentat permite micşorarea probabilităţii de neluare a deciziei în cazul retransmisiilor repetate datorită detecţiei erorilor, respectiv micşorarea numărului retransmisiilor repetate.

Astfel, în cazul în care la recepţie se detectează prezenţa erorilor şi se cere retransmisia cuvîntului, există riscul ca nici cuvîntul retransmis să nu poată fi decodat, fiind necesară o nouă retransmisie. Această situaţie se poate regăsi şi la noua retransmisie şi la cele ce-i vor urma, ceea ce conduce la o serie întreagă de retransmisii repetate.

Cuvîntul recepţionat w_j care n-a putut fi decodat conţine o anumită informaţie asupra cuvîntului corect, informaţie ce poate fi „extrasă" şi memorată. Pentru orice cod decodat pe baza principiului prezentat, numărul maxim de erori ce poate fi luat în considerare atunci cînd se pune problema protecţiei faţă de erori este, evident, $d_{min} - 1$. Ţinînd seama de acest lucru, la recepţionarea cuvîntului w_j, dacă nu se poate lua decizia cu privire la cuvîntul de cod din care provine acesta, se poate separa submulţimea cuvintelor de cod din care poate proveni, respectiv submulţimea cuvintelor de cod distanţate cu cel mult $d_{min} - 1$ de w_j.

În acest caz:

$$f_{W_i}(d_{ij}) < T \qquad \text{pentru } \forall_i$$

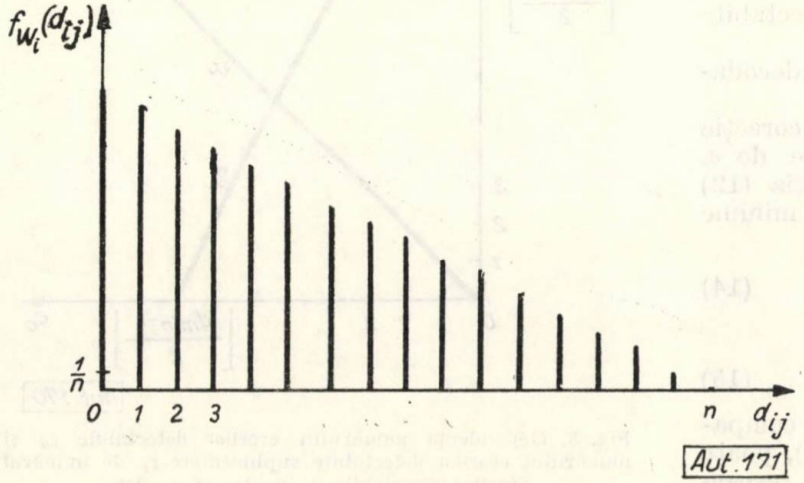


Fig. 4. Funcţie de apartenenţă liniară.

însă :

$$\left.\begin{array}{l} f_{W_i}(d_{ij}) \geqslant f(d_{min}-1) \quad \text{pentru } v_i \in A_1 \\ \text{şi :} \\ f_{W_i}(d_{ij}) < f(d_{min}-1), \quad \text{pentru } v_i \notin A_1 \end{array}\right\} \quad (19)$$

unde A_1 reprezintă deci submulţimea cuvintelor de cod din care poate proveni w_j.

In urma retransmisiei se recepţionează cuvîntul w_k Dacă nici acesta nu poate fi decodat, se separă submulţimea A_2 a cuvintelor de cod din care poate proveni w_k :

$$\left.\begin{array}{l} f_{W_i}(d_{ik}) \geqslant f(d_{min}-1) \quad \text{pentru } v_i \in A_2 \\ \text{şi} \\ f_{W_i}(d_{ik}) < f(d_{min}-1) \quad \text{pentru } v_i \notin A_2 \end{array}\right\} \quad (20)$$

O dată separată şi submulţimea A_2, se analizează intersecţia submulţimilor A_1 şi A_2. Dacă această intersecţie conţine un singur element :

$$A_1 \cap A_2 = v_l,$$

atunci acesta este cuvîntul de cod căutat, deci s-a efectuat decodarea. Dacă însă submulţimile A_1 şi A_2 au mai multe elemente (cuvinte) comune, atunci se cere o nouă retransmisie, se separă submulţimea A_3 şi se analizează de data aceasta intersecţia submulţimilor A_1, A_2 şi A_3. În mod analog metoda poate fi extinsă pentru un număr mai mare de retransmisii. În felul acesta se reduce numărul retransmisilor repetate, deci se măreşte viteza de transmisie faţă de cazul în care la detecţia erorilor nu se foloseşte informaţia conţinută de cuvîntul recepţionat asupra cuvîntului de cod din care provine.

Principiul de decodare prezentat în acest articol are o serie de calităţi : este simplu şi permite o realizare practică de asemenea simplă ; este aplicabil la decodarea oricărui tip de cod ; permite adaptarea decodorului la statistica perturbaţiilor din canal, precum şi reducerea numărului retransmisiilor repetate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Massey, J. *Threshold decoding.* Cambridge (Massachusetts), MIT Press, 1963.
[2] Gallager, R. *Low-density parity-check codes.* Cambridge (Massachusetts), MIT Press, 1963.
[3] Peterson, W. *Error-correcting codes.* New York, MIT Press and Wiley, 1961.
[4] Spătaru, Al. *Teoria transmisiunii informaţiei.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.
[5] Zadeh, L. *Fuzzy sets.* In : Information and control, 8, nr. 3, iun 1965, p. 338.

ing. MARIA—ANA NECULA

Realizarea regimului de calcul iterativ pe calculatorul analogic

În lucrare se prezintă modul în care se poate realiza calculul iterativ pe un calculator analogic de tip mediu (MEDA 41 AT). Sînt tratate aspectele legate de programarea şi utilizarea calculatorului analogic, cu aplicaţie la un sistem de ecuaţii diferenţiale liniare.

1. Elementele calculatorului analogic

Obţinerea soluţiei unei probleme prin o metodă iterativă este un aspect care priveşte mai curînd sistemele numerice de calcul decît cele analogice. Sistemele analogice care au facilităţi de lucru în regim iterativ sînt de fapt structuri hibride care utilizează pentru modelare elemente analogice de calcul (amplificatoare operaţionale, potenţiometre de coeficienţi, generatoare de funcţii) şi elemente numerice (circuite logice, registre, numărătoare) pentru asigurarea regimului iterativ [1].

Realizarea regimului iterativ pe un calculator analogic obişnuit ridică o serie de probleme, după cum se va vedea în cele ce urmează.

Calculatorul analogic MEDA 41 AT pe care s-a realizat regimul iterativ dispune, după cum se ştie, de următoarele elemente de calcul : amplificatoare operaţionale, potenţiometre, generatoare de funcţii, multiplicatoare, comparatoare.

Sistemul de comandă al calculatorului asigură următoarele regimuri de funcţionare ale elementelor : condiţii iniţiale, calcul, memorie, repetitiv.

Pot fi realizate simultan regimuri de funcţionare diferite pentru elemente diferite. De exemplu, un grup de integratoare să se afle în regim de memorie şi în acelaşi timp un alt grup de integratoare să funcţioneze în regim de calcul.

În figura 1 este prezentat elementul comparator care are un rol important în realizarea

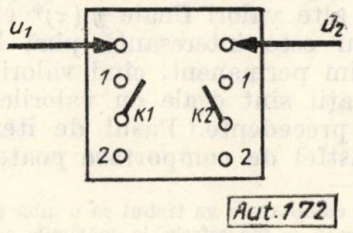


Fig. 1

regimului iterativ. Tensiunile de comparat sînt $u_1(t)$ şi $u_2(t)$. Dacă $u_1 + u_2 < 0$, contactele K_1 şi K_2 se află în poziţia *1*; pentru $u_1 + u_2 \geqslant 0$, contactele trec în poziţia *2*.

2. Regimul de calcul iterativ

Modelul matematic al unui sistem fizic real este un ansamblu de relaţii între mărimile ce caracterizează sistemul şi funcţiile ce reprezintă acţiunea mediului extern asupra sistemului. În multe cazuri practice, aceste relaţii sînt ecuaţii diferenţiale neomogene în care în membrul stîng apar mărimile variabile ale sistemului şi derivate ale lor (care pot avea sau nu semnificaţie fizică), iar în membrul drept apar funcţii de forţare sau de excitaţie; mărimile ce caracterizează sistemul pot varia în raport cu una sau mai multe variabile independente. Utilizarea calculatorului analogic pentru studiul sistemului respectiv se face, cel mai simplu, dacă sistemul fizic este caracterizat prin o singură variabilă independentă, aceasta fiind reprezentată în calculator prin variabila independentă a elementelor calculatorului, timpul (chiar dacă variabila independentă a sistemului este de altă natură fizică, ea este reprezentată în calculator prin timp, cu factorul de scară dimensional corespunzător).

Tehnica obţinerii modelului analogic pornind de la un model matematic dat este binecunoscută. Se va reproduce în calculator variaţia în timp a mărimilor sistemului, pornind de la anumite condiţii iniţiale, şi a funcţiilor de forţare. Ansamblul elementelor operaţionale ce formează modelul analogic va evolua un timp dat şi, printr-un mijloac oarecare, se va vizualiza sau înregistra soluţia.

Se notează cu $y(t) = (y_1(t), y_2(t), \ldots, y_n(t))$ reprezentarea în calculator a mărimilor variabile ce caracterizează un sistem fizic descris de ecuaţii diferenţiale neomogene, cu $y(0)$ condiţiile iniţiale, şi cu $f(t) = (f_1(t), f_2(t), \ldots, f_m(t))$ reprezentarea în calculator a funcţiilor de forţare.

Regimul de calcul iterativ al calculatorului analogic este cerut de un anume mod de comportare al sistemului fizic. Sistemul evoluează un timp determinat τ, pornind din condiţiile iniţiale. Se obţin valori finale $y(\tau)$, care constituie condiţii iniţiale pentru următoarea evoluţie a sistemului. Sistemul evoluează din nou un timp τ, pornind de la noile condiţii iniţiale; se obţin alte valori finale $y(\tau)$* etc. Evoluţia sistemului este interesantă pînă la atingerea unui regim permanent, cînd valorile finale ale unei iteraţii sînt egale cu valorile finale ale iteraţiei precedente. Pasul de iteraţie τ este dat. O astfel de comportare poate fi întîlnită în practică; în lucrare se dă modul concret în care a fost realizat acest regim de calcul pentru modelarea unui sistem fizic real.

* Aceeaşi comportare va trebui să o aibă şi modelul analogic; de aceea se fac referiri la mărimile ce apar în acest model.

3. Realizarea regimului iterativ pe calculatorul analogic

De la început trebuie menţionat că modelarea ecuaţiilor se face în modul obişnuit, conform metodelor de modelare cunoscute. Se vor pune în evidenţă în modelare două blocuri distincte : un bloc cu elemente operaţionale în care apar numai mărimile ce caracterizează sistemul fizic (blocul sistemului) şi un alt bloc cu elementele operaţionale ce modelează funcţiile de excitaţie externe (fig. 2).

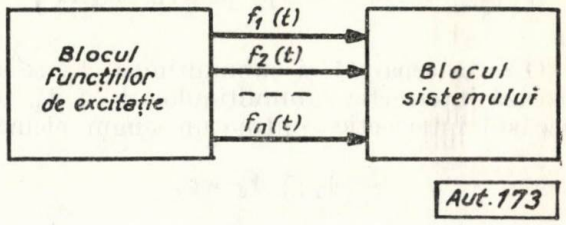


Fig. 2

Problemele care trebuiau rezolvate pentru realizarea regimului iterativ sînt următoarele :

— măsurarea timpului τ, care reprezintă pasul de iteraţie;

— iniţializarea variabilelor y_i cu variabile finale obţinute în pasul precedent;

— periodizarea funcţiilor de timp $f(t)$ ce apar în modelul matematic avînd drept perioadă τ, pasul de iteraţie;

— reluarea periodică a calculului cu alte valori iniţiale;

— marcarea sfîrşitului iteraţiilor.

Aceste probleme sînt luate în considerare pentru două cazuri :

a) funcţiile de timp sînt periodice (cu o perioadă $T = \tau$);

b) funcţiile de timp nu sînt periodice.

a) *Regimul iterativ pentru $f(t)$ periodice.* În studiul sistemelor se întîlneşte frecvent cazul cînd funcţiile de excitaţie sînt de forma $f(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$. Periodicitatea funcţiilor de excitaţie simplifică realizarea regimului iterativ după cum se vede în figura 3.

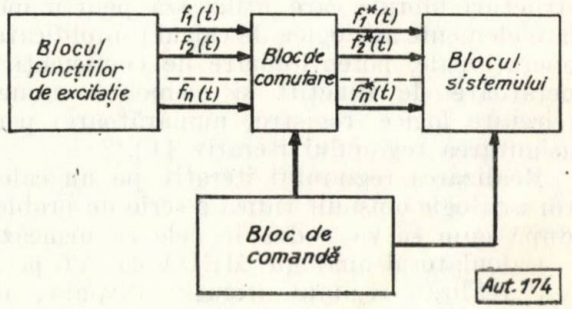


Fig. 3

În intervalul $0-\tau$, blocul funcţiilor de excitaţie şi blocul sistemului lucrează împreună; în intervalul $\tau-T$ (T este perioada funcţiilor de excitaţie) se întrerupe legătura dintre cele două blocuri, blocul funcţiilor rămîne în regim de lucru în timp ce blocul sistemului trece în regim de memorie.

După intervalul de timp T (sfîrşitul perioadei funcţiilor de excitaţie), ambele blocuri, legate între ele, trec în regim de lucru. Se asigură astfel excitarea sistemului în mod periodic, pe intervale de timp τ. La fiecare pas de iteraţie, memorarea valorilor finale şi utilizarea lor ca valori iniţiale pentru pasul următor se realizează prin chiar funcţionarea integratoarelor din blocul sistemului; la comanda de trecere în regim de memorie (oprire a evoluţiei sistemului), condensatoarele rămîn încărcate cu tensiunile pe care le aveau în momentul τ; la reluarea calculului, integratoarele evoluează cu aceste valori iniţiale.

Comanda comutării este realizată cu tensiune sinusoidală (a cărei generare implică trei amplificatoare operaţionale) de perioadă T şi un comparator, aşa cum se vede în figura 4.

Se constată că atît τ (durata pasului de iteraţie) cît şi momentele de timp la care se produc comutările pot fi reglate modificînd pe U sau amplitudinea lui u_1 sau faza tensiunii sinusoidale.

Contactele comparatorului, basculînd, stabilesc sau întrerup legătura dintre blocul funcţiilor de excitaţie şi blocul sistemului; un alt

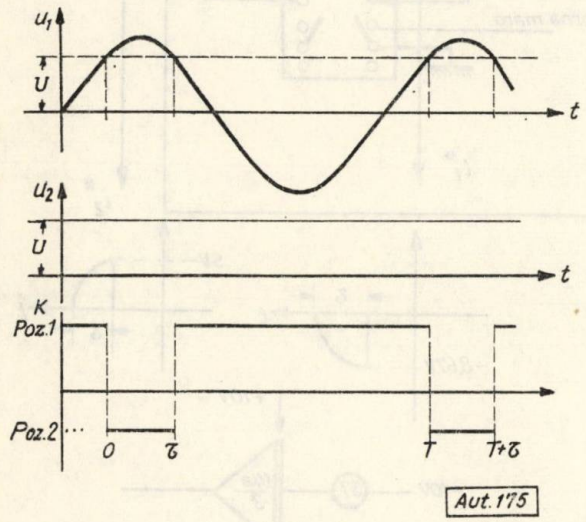


Fig. 4

comparator serveşte, prin contactele sale, la comanda regimului de lucru sau de memorie la momentele de timp dorite.

Sistemul poate itera teoretic de cîte ori se cere. Deoarece comparatoarele pe care le avem la dispoziţie reacţionează la $u_1 \geqslant u_2$, este dificil de verificat automat sfîrşitul iteraţiei. Practic s-a oprit iterarea, constatînd îndeplinirea condiţiilor pe înregistrarea grafică.

b) *Regimul iterativ pentru f (t) neperiodice.* În acest caz, pe lîngă problemele care au apărut în cazul precedent trebuie asigurată generarea periodică a funcţiilor $f_1(t)$, $f_2(t)$, ..., pe intervalul de timp $0-\tau$, fie sub forma din figura 5, *a* sau ca în figura 5, *b*, pentru a folosi acelaşi bloc de comutare ca în cazul precedent.

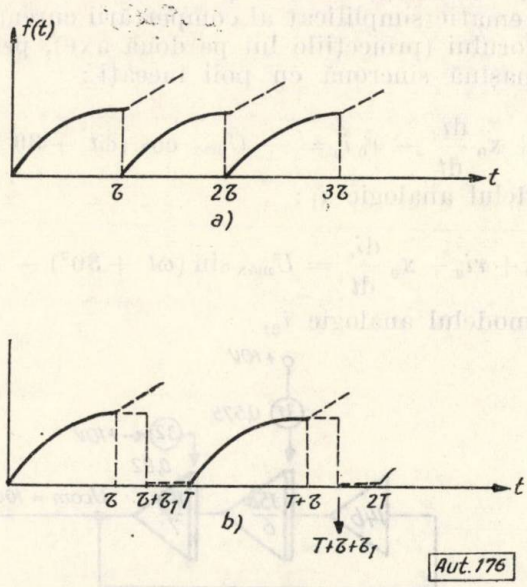


Fig. 5

Blocul de comutare îndeplineşte în această situaţie următoarele funcţii:

— întreruperea legăturii dintre blocul funcţiilor de excitaţie şi blocul sistemului pe intervalul $\tau-T$;

— menţinerea acestei legături pe intervalul de timp $0 \ldots \tau$, $T \ldots T+\tau$ etc.;

— trecerea în regim de memorie a blocului sistemului pe intervalul $\tau \ldots T$, $T+\tau \ldots 2T$ etc., pentru ca valorile finale ale unei iteraţii să devină valori iniţiale pentru următoarea iteraţie;

— trecerea în regim de condiţii iniţiale a blocului funcţiilor de excitaţie pe intervalul $\tau \ldots T$, $T+\tau \ldots 2T$ etc., pentru ca la următoarea iteraţie funcţiile de excitaţie să se repete.

Această ultimă cerinţă, care apare suplimentar faţă de cazul f (t) periodice, poate fi realizată astfel:

— blocul de comutare va comanda „memorie" şi pentru blocul funcţiilor de excitaţie la momentul de timp τ;

— la un moment de timp $\tau+\tau_1$, blocul de comutare va comanda aplicarea vechilor condiţii iniţiale pentru funcţiile de excitaţie;

— la momentul de timp T, blocul de comutare va comanda regim de lucru pentru func-

ţiile de excitaţie şi sistem şi restabilirea legăturii dintre blocul funcţiilor de excitaţie şi blocul sistemului.

4. Rezultate experimentale

Realizarea regimului iterativ a fost impusă de o problemă practică : modelarea unui sistem de două ecuaţii diferenţiale liniare, cu coeficienţi constanţi, care reprezentau un model matematic simplificat al comportării curentului statorului (proiecţiile lui pe două axe), pentru o maşină sincronă cu poli înecaţi :

$$ri_d + x_0 \frac{di_d}{dt} - x_0 i_q = - U_{max} \cos(\omega t + 30°)$$ în modelul analogic i_1 ;

$$x_0 i_d + ri_q + x_0 \frac{di_q}{dt} = U_{max} \sin(\omega t + 30°) - E_{max}$$

în modelul analogic i_2,

unde $x_0 = 19$ ohm, $r = 2$ ohm, $U_{max} = 360$ V, $f = 50$ Hz, $E_{max} = 310$ V

şi condiţiile iniţiale nule.

După cum se vede din prima ecuaţie, funcţiile de excitaţie sînt periodice. S-a impus pasul de iteraţie $\tau = \frac{\pi}{3\omega}$ secunde (corespunzător lui $\omega t = 60°$).

Modelul realizat pe calculatorul analogic MEDA 41 AT este prezentat în figura 6.

Se remarcă în modelul analogic din figura 6 :

— blocul sistemului (amplificatoarele 11a, 11b/1, 12a, 12b, 13b/2, 13a) ;

— blocul funcţiilor de excitaţie (amplificatoarele 17b, 18b/9, 19a, 19b/10, 20b/11, 20a/12) ;

— comparatorul C_1 care asigură legătura dintre funcţiile de excitaţie şi sistem ;

— comparatorul C_2 care asigură trecerea periodică în regim de memorie a integratoarelor

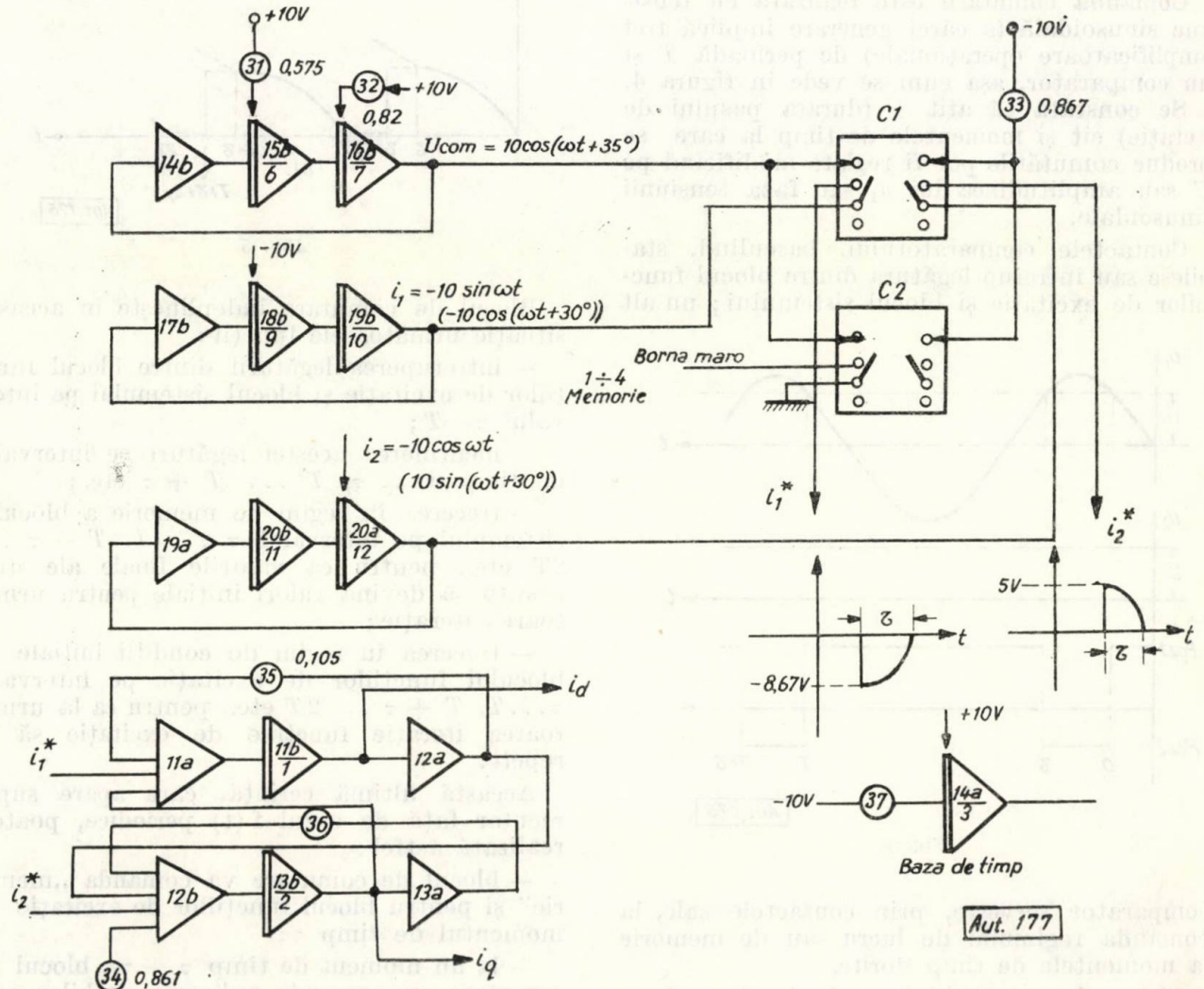


Fig. 6

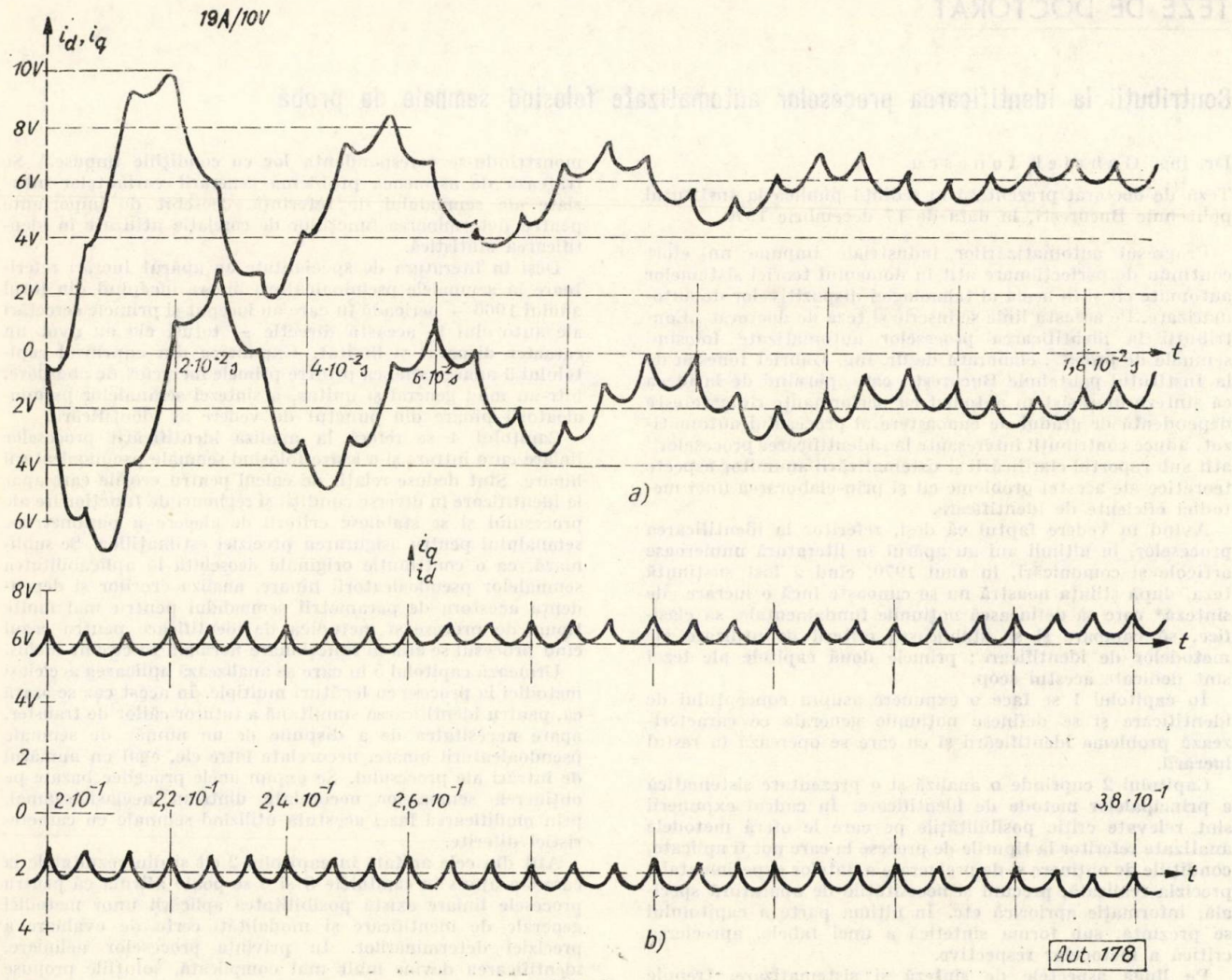


Fig. 7

din blocul sistemului (prin punerea la masă a unei borne de comandă, „borna maro", pentru integratoarele 1—4);

— blocul ce comandă comutarea şi regimul de lucru (amplificatoarele 14b, 15b/6, 16b/7).

Soluţia sistemului a fost înregistrată grafic (fig. 7). Se distinge un regim tranzitoriu (fig. 7, *a*), urmat de regimul permanent (fig. 7, *b*).

5. Concluzii

Pînă în acest punct al lucrării nu s-a discutat despre erorile ce apar prin utilizarea unui calculator analogic de performanţe medii pentru realizarea regimului iterativ. Sursele de erori sînt următoarele :

— elementele operaţionale de calcul, în special integratoarele, la funcţionarea pe durate mari;

— comparatoarele, cu două aspecte : pe de o parte timpul finit de comutare a contactelor (ordinul milisecundelor), pe de altă parte histerezisul prezentat la comutarea directă şi inversă. S-au redus aceste erori prin valori practice pentru nivelele tensiunilor şi defazajelor tensiunilor sinusoidale, care să prevadă întîrzierea ce apare la stabilirea sau întreruperea unui contact.

Ceea ce a interesat în modelarea efectuată a fost nu precizia (modelul matematic este şi el aproximativ) ci :

— stabilitatea sistemului;

— forma soluţiei;

— durata aproximativă a regimului tranzitoriu şi cum este acesta influenţat de modificări ale parametrilor;

— efectele măririi sau micşorării pasului de iteraţie faţă de valoarea aleasă iniţial.

Toate aceste puncte de interes reprezintă aspecte care fac utilizarea unui calculator analogic comodă şi folositoare, cu toate neajunsurile legate de precizia de calcul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jackson, A. *Analog computation.* New York, McGraw Hill, 1960.

[2] Korn, G., Korn, T. *Analog and hybrid computers.* New York, McGraw Hill, 1964.

TEZE DE DOCTORAT

Contribuţii la identificarea proceselor automatizate folosind semnale de probă

Dr. ing. Gabriel Ionescu

Teză de doctorat prezentată în şedinţă publică la Institutul politehnic Bucureşti, la data de 17 decembrie 1970

Progresul automatizărilor industriale impune un efort continuu de perfecţionare atît în domeniul teoriei sistemelor automate cît şi în acela al tehnologiei dispozitivelor de automatizare. Pe această linie se înscrie şi teza de doctorat „Contribuţii la identificarea proceselor automatizate folosind semnale de probă", elaborată de dr. ing. Gabriel Ionescu de la Institutul politehnic Bucureşti, care, pornind de la ideea că sinteza unui sistem automat cu performanţe ridicate este dependentă de gradul de cunoaştere al procesului automatizat, aduce contribuţii interesante la „identificarea proceselor" atît sub raportul clarificării şi sistematizării anumitor aspecte teoretice ale acestei probleme cît şi prin elaborarea unei metodici eficiente de identificare.

Avînd în vedere faptul că deşi, referitor la identificarea proceselor, în ultimii ani au apărut în literatură numeroase articole şi comunicări, în anul 1970, cînd a fost susţinută teza, după ştiinţa noastră nu se cunoaşte încă o lucrare de sinteză* care să definească noţiunile fundamentale, să clasifice, să compare şi să stabilească criterii de utilizare ale metodelor de identificare; primele două capitole ale tezei sînt dedicate acestui scop.

În capitolul 1 se face o expunere asupra conceptului de identificare şi se definesc noţiunile generale ce caracterizează problema identificării şi cu care se operează în restul lucrării.

Capitolul 2 cuprinde o analiză şi o prezentare sistematică a principalelor metode de identificare. În cadrul expunerii sînt relevate critic posibilităţile pe care le oferă metodele analizate referitor la tipurile de procese la care pot fi aplicate, condiţiile de obţinere şi de prelucrare a datelor experimentale, precizia realizată, precum şi necesităţile de aparatură specială, informaţie apriorică etc. În ultima parte a capitolului se prezintă, sub forma sintetică a unei tabele, aprecierea critică a metodelor respective.

Pe lîngă aspectele de sinteză şi sistematizare, trebuie menţionat că se aduc contribuţii rezultate din cercetări personale la unele dintre metodele analizate, cum sînt: calculul erorilor şi condiţiile de reducere a acestora la metoda identificării cu semnale de probă aleatorii, estimarea variabilelor de stare în raport cu parametrii ecuaţiei cu diferenţe finite corespondentă, relaţiile dintre metodele de corelaţie şi cele de regresie şi condiţiile de aplicabilitate ale acestora.

Drept consecinţă a analizelor şi comparaţiilor semnalate, în finalul capitolului 2 se desprinde concluzia că folosirea semnalelor de probă pseudoaleatorii binare pentru identificare prezintă o serie de condiţii avantajoase atît din punctul de vedere al simplificării calculelor necesare pentru deducerea caracteristicilor procesului din rezultatele experimentale, cît şi în ceea ce priveşte aparatura pentru efectuarea automată a acestor calcule.

Ca urmare, în partea a doua a lucrării alcătuită din capitolele 3, 4, 5, 6 şi 7 se dezvoltă în detaliu, atît din punct de vedere teoretic cît şi aplicativ, metodica de identificare cu semnale de probă pseudoaleatorii.

În capitolul 3 este fundamentată teoretic problema sintezei semnalelor pseudoaleatorii binare pornind de la condiţiile generale pe care trebuie să le satisfacă semnalele de probă pentru identificarea statistică cu ajutorul ecuaţiei Wiener-Hopf. Se arată că asemenea semnale se pot obţine prin relaţii de recurenţă binare, ceea ce atrage după sine posibilitatea generării lor cu registre de deplasare cu reacţie. Sînt expuse procedee de calcul pentru structura registrelor, a reacţiilor, şi sînt caracterizate proprietăţile semnalelor generate, demonstrîndu-se corespondenţa lor cu condiţiile impuse. Se tratează de asemenea problema generării variantelor întîrziate ale semnalului de referinţă, deosebit de importante pentru determinarea funcţiilor de corelaţie utilizate în identificarea statistică.

Deşi în literatura de specialitate au apărut lucrări referitoare la semnalele pseudoaleatorii binare începînd din jurul anului 1966 — perioadă în care au început şi primele cercetări ale autorului în această direcţie — totuşi ele au avut un caracter disparat şi limitat. Expunerea din cuprinsul capitolului 3 apare astfel ca printre primele încercări de abordare, într-un mod general şi unitar, a sintezei semnalelor pseudoaleatorii binare din punctul de vedere al identificării.

Capitolul 4 se referă la analiza identificării proceselor liniare cu o intrare şi o ieşire folosind semnale pseudoaleatorii binare. Sînt deduse relaţii de calcul pentru erorile care apar la identificare în diverse condiţii şi regimuri de funcţionare ale procesului şi se stabilesc criterii de alegere a parametrilor semnalului pentru asigurarea preciziei estimaţiilor. Se subliniază, ca o contribuţie originală deosebită la aplicabilitatea semnalelor pseudoaleatorii binare, analiza erorilor şi dependenţa acestora de parametrii semnalului pentru mai multe tipuri de procese şi metodica de identificare pentru cazul cînd procesul se află în funcţionare normală în circuit închis.

Urmează capitolul 5 în care se analizează aplicarea aceleiaşi metodici la procese cu legături multiple. În acest caz se arată că, pentru identificarea simultană a tuturor căilor de transfer, apare necesitatea de a dispune de un număr de semnale pseudoaleatorii binare, necorelate între ele, egal cu numărul de intrări ale procesului. Se expun unele procedee bazate pe obţinerea semnalelor necorelate dintr-un acelaşi semnal, prin modificarea fazei acestuia utilizînd semnale cu caracteristici diferite.

Atît din cele arătate în capitolul 2 cît şi din rezultatele la care s-a ajuns în capitolele 3 şi 4 se poate afirma că pentru procesele liniare există posibilitatea aplicării unor metodici generale de identificare şi modalităţi certe de evaluare a preciziei determinărilor. În privinţa proceselor neliniare, identificarea devine mult mai complicată, soluţiile propuse în literatură sînt considerabil mai reduse şi se referă la cazuri cu totul particulare. Aceasta derivă din însăşi particularităţile modelelor neliniare care descriu asemenea procese.

De aceea, în cadrul capitolului 6, sînt prezentate numai unele posibilităţi de aplicare a semnalelor pseudoaleatorii pentru identificarea unor anumite clase de procese neliniare: procese descrise de un model static neliniar şi procese dinamice neliniare la care modelul constă într-un element dinamic liniar urmat de un element static neliniar. Deşi cercetările întreprinse cu privire la identificarea proceselor neliniare se află într-un stadiu incipient, calculele expuse în capitolul 6, îndeosebi cele referitoare la determinarea nucleelor Volterra pentru un proces avînd partea dinamică liniară şi cuprinzînd neliniarităţi statice de tip pătratic, arată că semnalele pseudoaleatorii binare sînt avantajoase şi în astfel de cazuri.

Capitolul 7, ultimul, tratează partea aplicativă a identificării cu semnale pseudoaleatorii binare — aparatura realizată şi rezultatele experimentale obţinute.

Referitor la aparatură, se prezintă construcţiile unui generator de semnale pseudoaleatorii binare şi a unui corelator numeric specializat pentru identificare, realizate pe baza unor scheme originale.

În continuare sînt expuse unele rezultate experimentale obţinute cu aparatura menţionată, aplicată pe modele liniare formate cu elemente ale calculatorului analogic MAC sau cu circuite pasive. În general, datele experimentale au confirmat relaţiile deduse prin calcul.

Lucrarea se încheie cu cîteva concluzii în care se reamintesc principalele rezultate la care s-a ajuns şi se schiţează unele direcţii de cercetare pentru viitor.

S. Florea

* În anul 1971 a apărut, în Editura tehnică, lucrarea „Identificarea experimentală a proceselor automatizate".

Identificarea staţionară a proceselor automate

Dr. ing. Mihai Tertişco

Teză de doctorat prezentată în şedinţă publică la Institutul politehnic Bucureşti, în decembrie 1970

Tema şi problemele tratate în lucrare sînt de mare actualitate prezentînd importanţă teoretică şi practică care rezidă în faptul că rezolvă una dintre problemele conducerii optimale, care constă în identificarea proceselor.

Rezultatele cercetărilor teoretice şi experimentale obţinute de autor în domeniul identificării staţionare sînt prezentate în cele şase capitole ale lucrării.

Capitolul 1 al lucrării prezintă algoritmele de optimizare staţionară şi cvasistaţionară, evidenţiind locul şi necesitatea cunoaşterii modelului matematic pentru aplicarea algoritmilor de optimizare indirectă în conducerea optimală a proceselor industriale în flux continuu. În încheierea capitolului sînt prezentate problema generală a identificării proceselor urmată de clasificarea metodelor de identificare staţionară, precum şi stadiul actual al rezolvării acestor probleme.

Capitolul 2 al lucrării cuprinde rezultatele teoretice ale cercetărilor privind metodele pasive de identificare a proceselor. De remarcat, în acest sens, utilizarea funcţiilor de corelaţie şi dispersie care au permis o etapizare cu totul originală a rezolvării problemei identificării proceselor, cum ar fi : determinarea clasei şi structurii modelului matematic precum şi metodele generale de calcul al parametrilor acestuia. Se menţionează de asemenea adaptarea metodei clasice a regresiei pentru identificarea proceselor multidimensionale caracterizate de memorie pe canalele de propagare a semnalelor de intrare ale proceselor.

Metodele prezentate în acest capitol sînt folosite la identificarea staţionară a unui reactor de cracare a metanului în arc electric, iar rezultatele acestei aplicaţii sînt prezentate în capitolul 3 al lucrării. Tot în acest capitol se remarcă posibilitatea utilizării acestor metode pentru rezolvarea unor probleme premergătoare automatizării complexe, cum ar fi de exemplu determinarea experimentală a rezervei de optimizare a proceselor.

În capitolul 4 sînt prezentate metodele active de identificare staţionară bazate în principal pe metoda experimentului factorial ortogonal. Folosirea metodei iterative de identificare staţionară cu semnale de probă ortogonale constituie o contribuţie a autorului la dezvoltarea metodelor de identificare activă.

În capitolul 5 se prezintă o aplicaţie practică a metodelor experimentului ortogonal pentru identificarea staţionară şi optimizarea unui proces concret care, asociată cu aplicaţiile din capitolele 3 şi 4, dă o şi mai mare valoare practică lucrării. Conţinutul capitolului poate constitui o metodologie, preţioasă din punct de vedere practic, pentru optimizarea experimentală a unor procese.

În capitolul 6 al lucrării sînt prezentate concluziile ce se desprind din cercetările teoretice şi experimentale efectuate de autor în domeniul identificării staţionare a proceselor în flux continuu.

Lucrarea este prima de acest gen în ţară, reprezentînd prin conţinutul ei o contribuţie importantă la elaborarea metodelor de determinare a modelului matematic al proceselor statice în flux continuu. Aspectele teoretice ale identificării staţionare şi metodologiile de aplicare conţinute în lucrare, însoţite de rezultatele aplicaţiilor industriale ale metodelor elaborate de autor, dau lucrării pe lîngă înaltul nivel ştiinţific şi o înaltă notă de accesibilitate şi utilitate practică.

S. Florea

DOCUMENTARE

USILOG I — Sistem de comutaţie statică
(Produs nou românesc omologat)

1. *Generalităţi*

Sistemul de comutaţie statică USILOG I, omologat în 1971, este destinat realizării unor echipamente pentru comanda proceselor industriale, a maşinilor şi agregatelor, precum şi pentru transmiterea şi prelucrarea numerică a informaţiilor în aplicaţie cu frecvenţa semnalelor cuprinsă în domeniul 0 ... 100 kHz.

Sistemul cuprinde circuite tipizate cu care se pot prelucra, memora şi amplifica semnale binare. În ansamblu, structura sistemului este următoarea :

Plăci cu circuite tipizate

Prelucrare :
- — Prelucrarea logică
- — Memorare
- — Temporizare — generare
- — Numărare
- — Deplasare

Intrare :
- — Adaptare de contact
- — Formare
- — Indicare valori limită

Ieşire :
- — Amplificare de putere
- — Afişare

Blocuri de alimentare

de la reţea de curent alternativ
de la acumulatoare

Elemente constructive

Dulapuri
- — Ramă fixă
- — Ramă rabatabilă

Sertare
Cofrete
Plăci universale

Valorile de lucru electrice şi stările de semnale ale circuitelor tipizate sînt în mare măsură normalizate. Aceste calităţi asigură sistemului USILOG I un domeniu larg de utilizare. Elementele tipizate se pot combina după reguli simple în vederea realizării unor instalaţii oricît de complexe, proiectarea fiind uşor accesibilă şi celor fără o pregătire de specialitate în domeniul circuitelor electronice.

Folosirea semiconductorilor cu siliciu la construcţia circuitelor asigură acestora performanţe superioare. Concepţia electrică şi constructivă, alegerea atentă a componentelor au urmărit satisfacerea în special a următoarelor deziderate :
- — o cît mai bună stabilitate electrică a elementelor la perturbaţii dinăuntrul sau din afara echipamentelor ;
- — siguranţă în funcţionare ridicată ;
- — condiţii de alimentare nepretenţioase (surse de curent alternativ nestabilizate, acumulatoare) ;
- — domeniu de temperatură cît mai larg ;
- — soluţie constructivă sigură, compactă şi maleabilă ;
- — preţ de cost cît mai redus.

2. *Stabilitatea la perturbaţii*

Schemele elementelor sistemului sînt astfel dimensionate încît semnalele la intrările circuitelor trebuie să depăşească — static şi dinamic — anumite valori de prag înainte de a fi active, adică de a determina schimbarea de stare a circuitului.

Elementele sistemului USILOG I fiind realizate în trei variante compatibile între ele şi având fiecare frecvenţa limită superioară distinctă (1 kHz, 10 kHz şi 100 kHz), se obţin corespunzător şi trei domenii distincte în ceea ce priveşte stabilitatea la perturbaţii. Se recomandă utilizarea, pentru fiecare caz în parte, a variantei cu frecvenţa limită cea mai joasă, compatibilă cu cerinţele aplicaţiei respective.

3. *Siguranţa în funcţionare*

Printr-o dimensionare corespunzătoare, făcută după metoda cazului celui mai defavorabil, ţinînd seamă de migrarea parametrilor componentelor în timp, circuitele sistemului USILOG I funcţionează sigur chiar şi în cazul apariţiei simultane a tuturor condiţiilor limită în combinaţiile cele mai nefavorabile.

4. *Condiţii climatice*

Domeniile de temperatură în care pot lucra elementele tipizate ale sistemului USILOG I sînt:

— Plăci frecvenţa pînă la 10 kHz — 20°C ... +85°C
frecvenţa 100 kHz 20°C ... +65°C
— Blocuri de alimentare
— 20°C ... +85°C sau —20°C ... +65°C

Umiditatea relativă maximă a mediului ambiant: 85%.

5. *Lista de produse*

— *Circuite de prelucrare logică*

Sistemul cuprinde următoarele circuite de prelucrare logică:

Circuitul NAND format dintr-un circuit pasiv care realizează funcţia logică ŞI şi un transistor care realizează amplificarea şi inversarea semnalului.

Circuitul NOR format din două sau mai multe circuite pasive care realizează funcţia SAU şi un transistor care realizează amplificarea şi inversarea semnalului.

Circuite de extindere pentru intrări statice, şi anume circuite ŞI şi circuite ŞI-SAU.

Circuitul NAND-P este un circuit care realizează funcţia logică NU-ŞI permiţînd prin construcţia schemei, comanda unui număr mare de sarcini la ieşire.

Sumator pentru două numere binare. Cele două numere se introduc în paralel şi simultan, însumarea făcîndu-se tot paralel, fapt care are ca rezultat o viteză mare de calcul.

În total această grupă cuprinde 44 de produse.

— *Circuite de memorie*

Această parte a sistemului cuprinde în principal:

Circuitul bistabil format prin conectarea a două circuite NAND. Deoarece schema este simetrică, la conectarea tensiunilor de alimentare se stabileşte o stare preferenţială.

Circuitul poartă dinamică.

Circuitele bistabil registru şi bistabil numărător.

Memorie cu remanenţă.

În total această grupă cuprinde 17 produse.

— *Temporizare — generare*

Această grupă cuprinde circuitul timp, care permite realizarea a diferite regimuri de temporizare, şi generatoare de impulsuri, în total 35 de produse.

— *Numărătoare*

Grupa cuprinde numărătoare unidirecţionale, numărătoare reversibile, în total 7 produse.

— *Registre* de deplasare, în total 8 poziţii.

— *Intrare şi Ieşire*

În aceste două grupe se cuprind adaptoare de contact, formatoare, indicatoare de valori limită, amplificatoare de putere, circuite de afişare numerică, în total 40 de produse.

— *Blocuri de alimentare* de la reţea şi din acumulatoare, în total 12 produse.

— *Diverse elemente constructive*: dulapuri, sertare, cofrete, plăci universale; în total, cu variantele respective, 15 produse.

6. *Aplicaţiile sistemului USILOG şi proiectarea echipamentelor*

Cu ajutorul sistemului USILOG I se pot realiza echipamente pentru comenzi şi interblocări, programarea unor operaţii sau procese, comenzi secvenţiale sau comenzi program numerice, prelucrarea şi afişarea unor informaţii numerice, telemecanică, centralizare de informaţii binare, calcul industrial.

Proiectele de echipamente USILOG I se întocmesc de către atelierele de specialitate din IPA pe baza unei teme conţinînd schema funcţională (logică) şi caietul de sarcini al echipamentului, prezentate de beneficiari.

Execuţia echipamentelor se face la FEA.

I. Papadache

CRONICĂ

Rank Xerox în România

În ziua de 28 martie a.c. firma Rank Xerox din Londra, producătoare de maşini de copiat şi multiplicat, a deschis o expoziţie cu caracter permanent în localul Institutului de proiectări Ilfov din str. Matei Millo nr. 3, Bucureşti. Ceremonia de deschidere a fost prezidată de D. R. Ashe, ambasador al Marei Britanii în România. Au fost prezenţi la deschidere specialişti din întreprinderile şi institutele interesate în domeniu, precum şi reprezentanţi ai presei.

Firma Rank Xerox este alcătuită din două întreprinderi importante: una este Rank Organisation, cu sediul în Anglia, şi alta Xerox Corporation, cu sediul în S.U.A. Prin reprezentanţele sale, firma pune la dispoziţia multor ţări întreaga gamă a maşinilor de copiat pe care le produce. De circa patru ani a început colaborarea şi cu ţările socialiste, unde s-au introdus de asemenea aceste maşini.

Întreprinderea a participat la Tîrgul internaţional din Bucureşti din 1970 şi va participa şi la cel din octombrie 1972, iar calitatea maşinilor Rank Xerox este acum bine cunoscută în România, unde s-au introdus de scurt timp.

Pentru bunul mers al colaborării, în fiecare ţară în care se lucrează cu maşini Rank Xerox, firma a creat servicii pentru întreţinerea acestor maşini şi, de asemenea, a organizat cursuri de şcolarizare pentru ingineri la Brno în Cehoslovacia.

În cadrul expoziţiei au fost prezentate maşini de multiplicat şi copiat „print-a-second 3600" cu sortator, maşini de copiat de masă, maşini de copiat de pe microfilme şi maşini pentru producerea de imprimate în format redus, pentru desene inginereşti. Copiile pot fi executate pe hîrtie obişnuită.

Remarcăm imprimatorul 1860, destinat sectorului de proiectare sau atelierului de reproduceri, cu care se pot executa reproduceri la scara 1/1 sau mai mică; se pot executa matriţe sau calcuri intermediare pentru multiplicări de serie de pe originale opace sau transparente, pe hîrtie sau carton; se pot restaura de asemenea desenele vechi sau se pot îmbunătăţi unele desene pentru trecerea lor pe microfilme, viteza de imprimare a maşinii fiind de 305 cm/min.

Expoziţia fiind permanentă, specialiştii noştri din capitală şi provincie vor putea lua cunoştinţă de gradul de tehnicitate al maşinilor şi de avantajele pe care le prezintă.

Ing. *Dan Văiteanu*

CONTENTS

DC 621.391

Ionescu G. :

A method of identifying certain classes of non-linear processes.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 89–93

The processes are described by means of Wiener-Volterra series.

DC 621–52

Brăileanu Gr. :

Adaptive approximation device based on Laguerre functions designed for automated systems.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 93–100

A diagram provided with an adaptive space factor control device makes possible the generation of Laguerre function.

DC 681.32 :621.389 :621.376

Poenaru D.N. :

Digital method of calculating the temporal characteristics of Ge (Li) detectors.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 100–105

The paper sets up the computing programme (in FORTRAN) for digital determination.

DC 681.32

Ciugudean M. :

Binary logarithms and inverse logarithms computing utility programme for electronic computers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 105–109

A binary numbers extension of an algorithm for computation of logarithms and inverse logarithms of decimal numbers.

DC 681.3.07

Beloiu D. :

Utilization of associative memories in data transfer.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 109–112

The transfer takes place between the internal memory and the peripheral units.

DC 621.391 :621.372.6

Popovici V. :

Optimizing of space-time transformations in bi-dimensional iterative networks.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 113–116

A simplified dimensioning calculation of a plane network divided into super-cells.

DC 518.4 :621.391

Stanomir D. :

Matrix fluency graphs and their utilization in the theory of systems.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 117–123

Extension of fluency graphs to matrix transmittance and vectorial nodes.

DC 621–52 :681.332

Vescan Al. :

Considerations on the theory of the sensitivity of automated systems.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 124–131

Sensitivity is tested with the help of an analogue computer.

DC 621.382.3

Damachi E. :

Circuits with avalanche operating transistors.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 131–141

Operation, advantages and shortcomings of these circuits.

DC 681.325.3 :681.391

Spânu Iulia :

Application of vague sets to detection and correction of errors.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 141–145

Method of decoding bloc codes utilizing vague sets.

DC 681.332

Necula Maria-Ana :

Realization of an iterative calculus regime in analogue computers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 3, may-june 1972, p. 145–149

The author applies the method to a set of linear differential equations.

DOCTOR'S THESES 150

DOCUMENTATION 152

CHRONICLE 152

SOMMAIRE

CD 621.391

Ionescu G. :

Une méthode qui sert à identifier certaines classes de processus non-linéaires.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 89–93

Les processus sont décrits par des séries Wiener-Volterra.

CD 621–52

Brăileanu Gr. :

Dispositif adaptif d'approximation par séries de fonctions Laguerre, destiné à être utilisé dans la technique des systèmes automatiques.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 93–100

A l'aide d'un schéma pourvue d'un dispositif adaptif de commande du facteur de remplissage, il est possible de générer les fonctions Laguerre.

CD 681.32 :621.389 :621.376

Poenaru D.N. :

Méthode numérique pour le calcul des caractéristiques temporelles des détecteurs Ge (Li).

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 100–105

On établit en même temps le programme de calcul (en FORTRAN) pour la détermination numérique.

CD 681.32

Ciugudean M. :

Algorithme de calcul des logarithmes et des anti-logarithmes binaires, utilisable sur les calculateurs électroniques.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 105–109

Une extention des nombres binaires d'un algorithme pour le calcul des logarithmes et des anti-logarithmes des nombres décimaux.

CD 681.3.07

Beloiu D. :

L'utilisation d'une mémoire associative pour le transfert des données.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 109–112

Le transfert a lieu entre la mémoire interne et les unités périphériques.

CD 621.391 :621.372.6

Popovici V. :

L'optimisation des transformations espace-durée dans les réseaux itératifs bi-dimensionels.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 113–116

Un calcul simplifié pour l'établissement des dimensions d'un réseau plan, partagé en super-cellules.

CD 518.4 :621.391

Stanomir D. :

Graphes de fluence matriciels et leur utilisation dans la théorie des systèmes.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 117–123

L'extention des graphes de fluence aux transmitances matricielles et aux noeuds vectoriaux.

CD 621–52 : 681.332

Vescan Al. :

Considérations concernant la théorie de la sensibilité des systèmes automatiques.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 124–131

La détermination de la sensibilité s'effectue à l'aide d'un calculateur analogique.

CD 621.382.3

Damachi E. :

Circuits à transistors qui fonctionnent en avalanche.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 131–141

Le fonctionnement, les avantages et les désavantages de ces circuits.

CD 681.325.3 :681.391

Spânu Iulia :

L'application des ensembles vagues lors de la correction et du détectage des erreurs.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 141–145

Procédé de décodification des codes utilisant des ensembles vagues.

CD 681.332

Necula Maria-Ana :

La réalisation du régime de calcul itératif sur le calculateur analogique.

Automatica şi Electronica 16, no. 3, mai-juin 1972, p. 145–149

On fait une application à un système d'équations différentielles linéaires.

THESES DE DOCTORAT 150
DOCUMENTATION 152
CHRONIQUE 152

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE – ICE

București, Calea Floreasca nr. 169, Sector 1, telefon 33.12.59

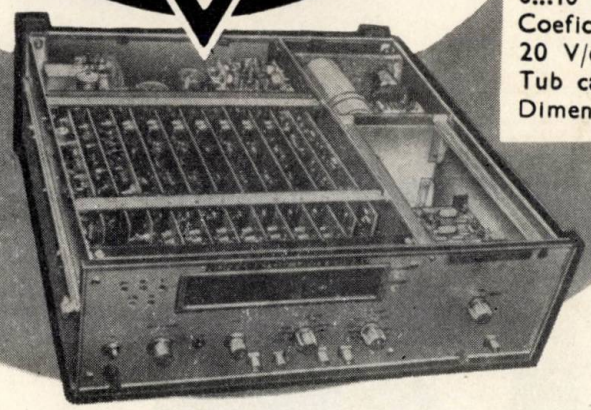
elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.

Punte RCL tip E 0704

Domeniul de măsurare al rezistențelor: 0,5Ω...105 MΩ
Domeniul de măsurare al capacităților: 1 pF...1050 μF
Domeniul de măsurare al inductanțelor: 5o μH ...105 H
Domeniul de măsurări procentuale: — 20%... +20%

Osciloscop tip E 0102

Banda de frecvență a amplificatorului vertical: 0...10 MHz
Coeficient de deviație verticală: 20 mV/div... 20 V/div
Tub catodic rectangular
Dimensiuni imagine: 50 × 70 mm



Numărător universal tip E 0202

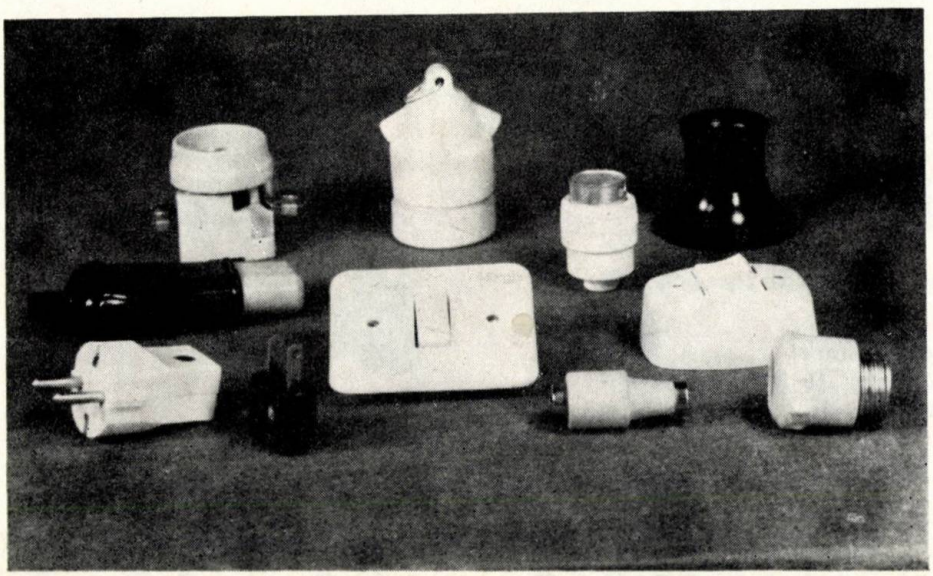
Afișare cu 7 cifre
Domeniu de măsurare:
frecvența: 10 Hz . . . 10 MHz
perioada: 0 . . . 1 MHz
Oscilator cu cuarț: f = 1 MHz, stabilit. ± 2.10^{-7}/24 ore

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale—FEMI—București, Sector 2, Șos. Fabrica de Glucoză nr. 9—11, telefon 33.78.14

Electroimpex

ELECTROIMPEX — Bulgaria
Sofia, ul. G. Washington 17
Telefon: 88—49—91
Telex: 575

EXPORTĂ în peste 50 de țări materiale pentru instalații electrice, de construcție modernă și cu calități tehnice superioare.



PUBLICOM

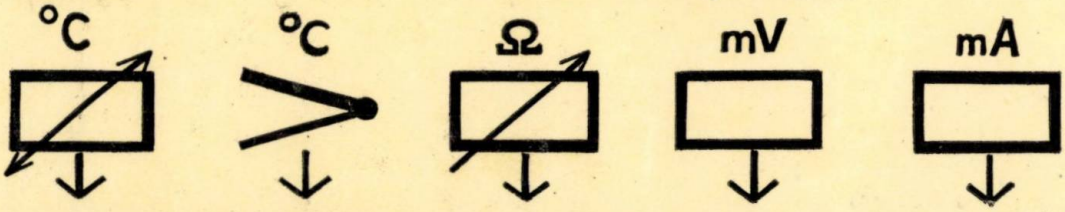
ÎNTREPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII

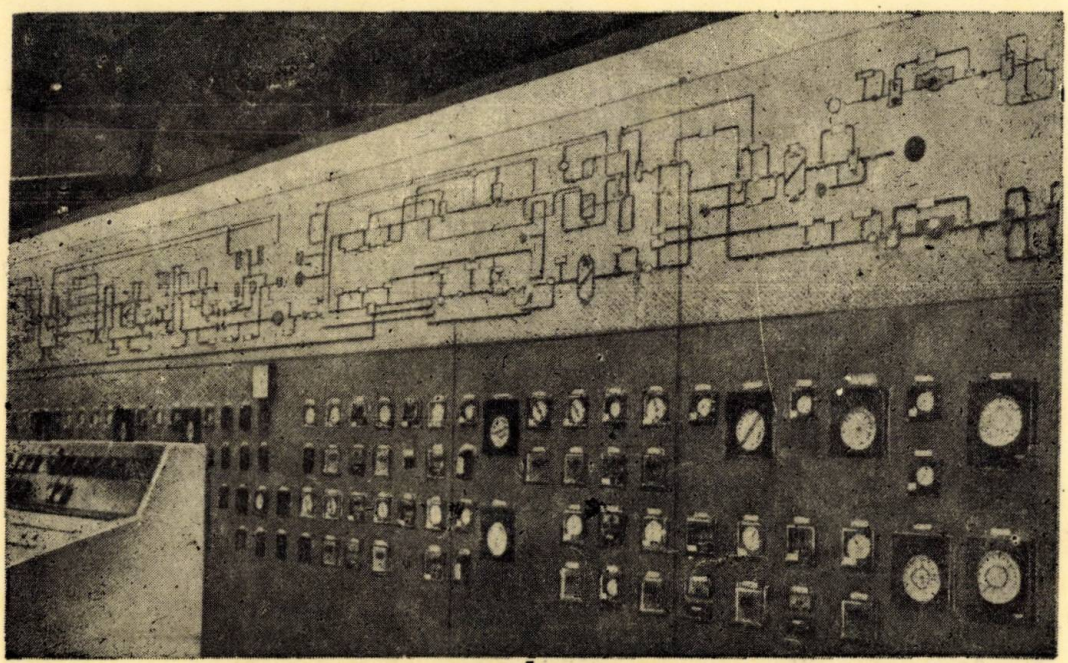
AUTOMATIZARE

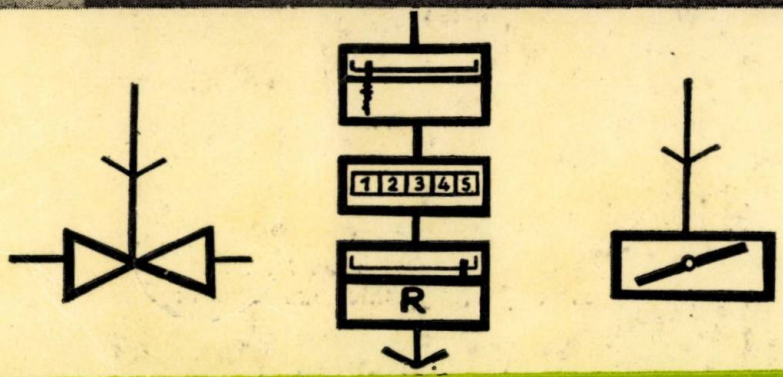
IMIA

execută lucrări de montaj
și punere
în funcțiune la:

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale electrice
Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și telesemnalizări
Instalații A.M.C.







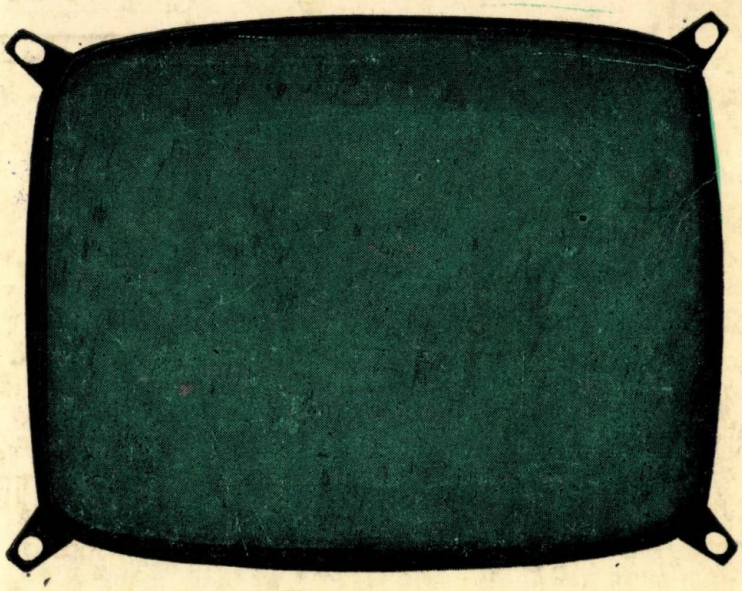
I.M.I.A. ● BUCUREȘTI, BD. KALININ NR. 18 ● TELEFON 33 75 32

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19''), 59 cm (23''), 61 cm (24''), 65 cm (25'') și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

1972 NOV



Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

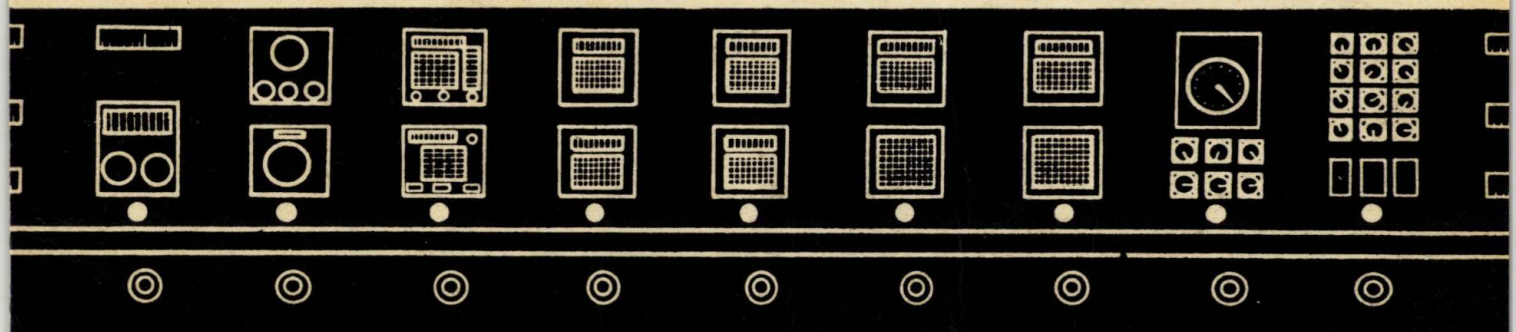
E 2551

TK

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 16 ● Nr. 4 ● IULIE — AUGUST 1972



I.P.R.S. Băneasa

REZISTOARE
— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
— disc
— în capsulă

CONDENSATOARE
— polistiren (tip styroflex)
— poliester metalizat
— hîrtie metalizată
— hîrtie echipament auto
— hîrtie antiparazitare
— hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
— normale
— miniatură
— nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
— disc
— tubulare
— plachetă
— ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE

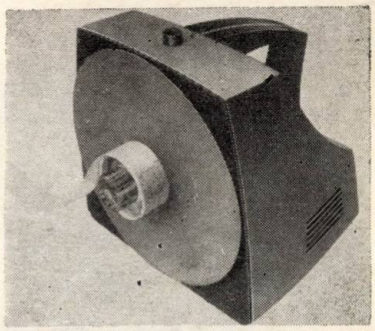
— de joasă frecvenţă
— de înaltă frecvenţă şi comutaţie
— de putere

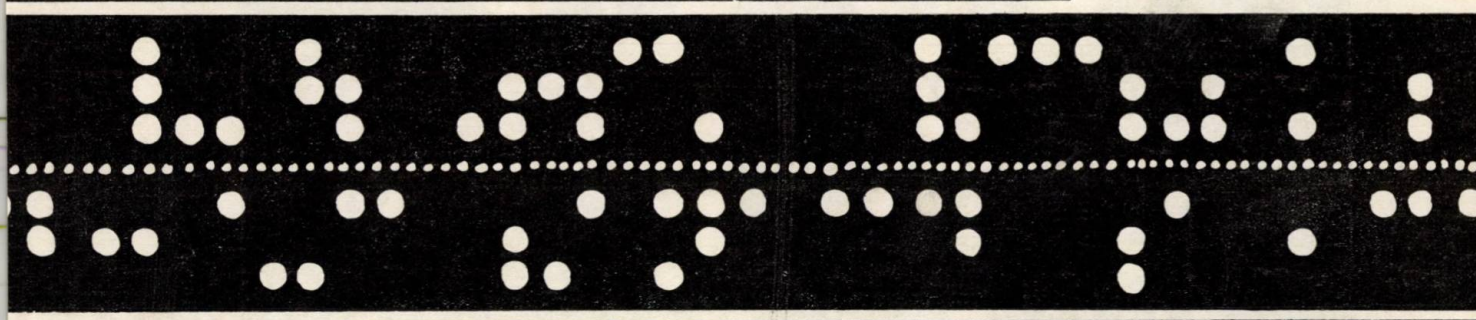
DIODE

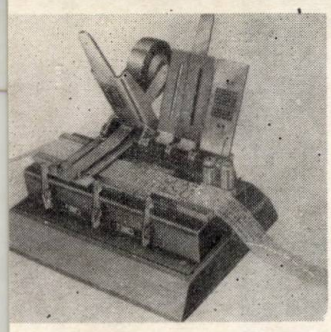
— de semnal şi comutaţie
— redresoare
— redresoare pentru curenţi mari
— stabilizatoare de tensiune
— de putere cu siliciu

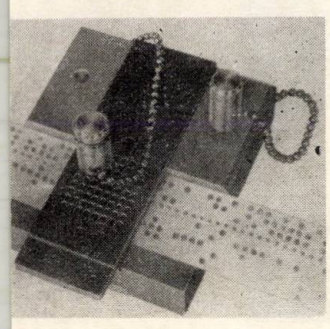
CIRCUITE INTEGRATE

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA









Aparat indispensabil la locul dv de muncă

- pentru pregătirea de benzi perforate, necesare mașinilor unelte cu comandă program
- pentru tehnica calculului
- pentru telexuri automatizate

este

Motobobinatorul de benzi perforate tip 356.4

- ușor de transportat
- bobinează benzi perforate cu 5—8 piste
- are o formă netedă și este bine imbinat
- usor de minuit

Pentru efectuarea corecturilor și lipirea benzilor perforate punem la dispoziție

Garnitura de corectat benzi perforate tip 356.1

Aceasta garnitură permite

- lipirea benzilor perforate
- stantarea benzilor perforate
- lipirea găurilor de combinație, perforate in plus
- tăierea precisă a două capete de benzi, in vederea lipirii

Fără acest aparat auxiliar locul dv. de muncă in tehnică de calcul este incomplet

Pentru dotarea completă a locului dv de muncă este necesar

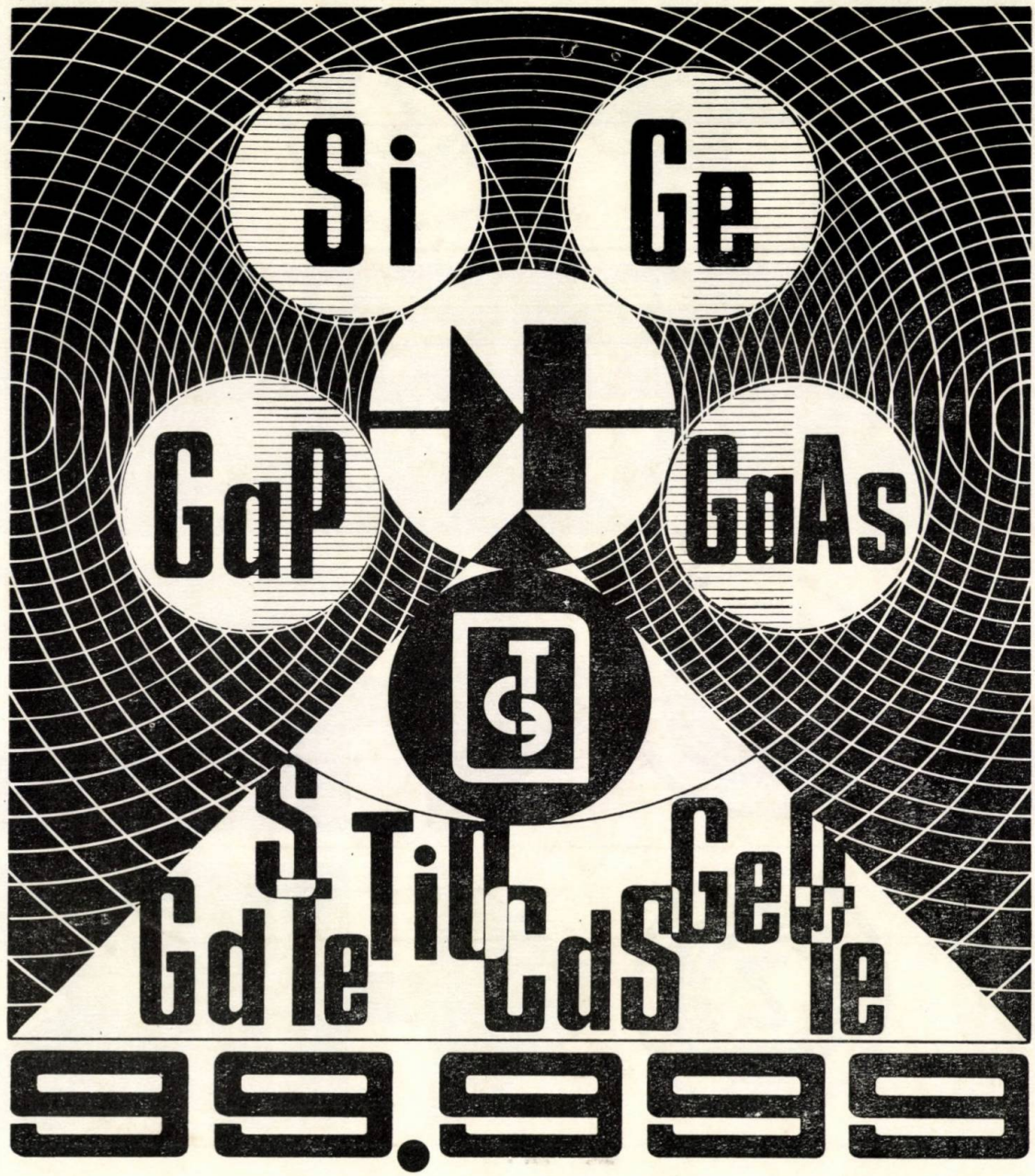
Perforatorul de benzi tip 356.2

- corectează benzile perforate
- perforează informații mai scurte

Informații suplimentare, date tehnice, precum și o descriere detaliată a aparatului puteți obține la cer
prin exportator

KOVO — Întreprindere de comerț exterior
Tr Dukelskych Hrdinu 47, Praga, telex Praha 283 tel 3801

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA CZECHOSLOVAKIA



MATERIALE PENTRU ELECTRONICĂ

Straturi epitaxiale cu siliciu
Germaniu
- monocristalin, policristalin
- bioxid de germaniu cu puritatea de 99,99% și 99,9999%

Siliciu
- monocristalin, policristalin

Produse extrapure, difuzante, compuși semiconductori
Monocristale ale compușilor semiconductori
Niobat de litiu, titanat de bariu

Techsnabexport

Adresa noastră :
V/K „TECHSNABEXPORT"
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon : 244-32-85
Telex : 7239

PUBLICOM

DVM 4027

Voltmetru digital 4027

Voltmetrul digital 4027 este un aparat de măsurat, de precizie, pentru măsurarea curentului continuu între 10μV şi 1000V, indiferent de polaritate. Precizia de măsurare este de 0,005%. Comutarea de interval se efectuează automat între 3V şi 300V. Prezentarea valorii de măsurat se face în formă numerică, în cinci cifre, cu indicator automat de polaritate precum şi cu identificare zecimală. În plus, valoarea măsurată, codificată ca o informare binar-tetradică, poate fi citită la ieşire, la care se pot conecta şi aparate auxiliare.

Cei interesaţi se pot adresa la:
TKB des AHB Elektrotechnik der HPA
Ambasada R. D. Germană din R. S. România
Calea Dorobanţilor 14
Bucureşti

RFT MESSELEKTRONIK

EXPORTEUR Elektrotechnik
EXPORT–IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

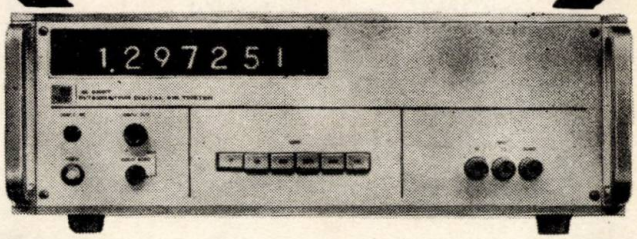
TAKEDA RIKEN

Industry Co. Ltd.
TOKYO JAPONIA

VOLTMETRU INTEGRATOR NUMERIC

TIP TR-6567

Selectare automată a domeniului de măsurat
Posibilitate de acordare la un standard naţional
Corecţie automată numerică la zero
Precizie 0.0003% ± 1 cifră
Sistem dinamic pentru extinderea scalei
Rezoluţie 10 nV
Afişare cu 7 cifre



TAKEDA RIKEN este un mare producător de aparate de măsurat numerice şi electronice.

Citeva dintre produsele noastre:

- Contoare universale
- Contoare portative
- Sintetizatoare de frecvenţă
- Standarde de frecvenţă
- Analizatoare de frecvenţă
- Generatoare de impulsuri şi cuvinte
- Voltmetre numerice
- Aparate pentru măsurători numerice multiple
- Nivelmetre numerice
- Sisteme numerice de colectare de date
- Sisteme de colectare de date controlate cu calculator
- Înregistratoare numerice
- Locatoare de defecte la cabluri

Pentru informaţii tehnice şi service, vă rugăm luaţi contact cu reprezentanţii noştri

UNIVERSAL ELEKTRONIK IMPORT
Ges.m.b.H.
A–1080 Viena VIII. Zeltg. 3–5/1/8

PUBLICOM

Notaţi-vă colegi!

MÉRLAB® se prezintă din nou cu produse noi!

AquAnal® marca familiei analizatoarelor automate, care se bazează pe metoda foarte reuşită a lui Dr. Fuhrman.

MÉRLAB® în uzinele de precizie

AquAnal® —Si silicometru

AquAnal® —N_2H_4 hidrazinmetru

AquAnal® —P fosfatometru etc.

Se fabrică pe baza licenţei de la firma Bran und Lübbe. În prezent şi dv. veţi avea posibilitatea de a automatiza în condiţii bune, cu ajutorul acestei metode izbutite, prepararea apei de alimentare pentru cazanele din centrala dv.

Cereţi de la MÉRLAB® chestionar şi informaţii tehnice detaliate.

Producător : MÉRLAB® (Laboratorul central de cercetări pentru tehnica de măsură)

Specialiştii serviciului nostru pentru clienţi vă informează şi stau la dispoziţie cu sfaturi.

În cercul specialiştilor este cunoscut sistemul de măsură al debitului, cu turbină TURBOQUANT® produs de MÉRLAB® în cooperare cu firma engleză EFM, cu ajutorul căreia cantitatea (debitul) lichidelor şi gazelor se poate măsura cu precizia de 0,5%.

NOUTATEA este însă instalaţia de alarmă NOSIGN-ALARM, care asigură o siguranţă sporită funcţionării sistemului de măsură a debitului.

Ce vă oferă

MÉRLAB® NOSIGN-ALARM ?

Ruperea cablurilor de semnalizare
Scurtcircuitarea cablurilor de semnalizare
Astuparea capetelor de măsură
Spargerea rulmenţilor
Debitarea, oprirea sau lipsa de curent în reţea

sînt cazurile în care, conform cerinţelor,
— ALARMEAZĂ serviciul de urgenţă, cu ajutorul semnalelor luminoase sau sunet, şi/sau
— ÎNREGISTREAZĂ timpul şi perioada avariei sau
— NUMĂRĂ orele de lucru şi cele cînd instalaţia este în repaus

NOUTATEA EXCLUSIV ESTE A FIRMEI

MÉRLAB®

Institutul nostru îşi asumă garanţia totală asupra produselor sale de precizie.
Punerea în funcţiune, întreţinerea.

METRIMPEX BUDAPEST

Exportator:

METRIMPEX Întreprindere de stat de comerţ exterior pentru industria de aparate
Budapesta V, Münnich F. u. 21 Telefon : 126-620
Adresă poştală : Oficiul poştal 62, căsuţa poştală 202
Telegrame : INSTRUMENT BUDAPEST, Telex : 22-5451

PUBLICOM

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

16 (1972), nr. 4, iul— aug 1972, p. 153—200

CUPRINS

CZ 681.32.001.13
Lazăr I. S., Donciu C. şi *Grigorescu M.* :

Proiectarea automată a calculatoarelor electronice numerice.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 153—158

Se utilizează calculatoarele electronice la proiectarea optimă a structurii noilor calculatoare.

CZ 621.391
Nicolau Edm. şi *Bălăceanu C.* :

Sinteza unei clase de automate finite realizate cu elemente electrice de tip neuron.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 159—163

Se folosesc elemente electrice cu prag considerate ca un model de tip neuron.

CZ 621.391
Cuperman Vl. :

Utilizarea codurilor ciclice pentru sincronizarea de grup.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 164—168

Se prezintă condiţiile care se impun secvenţei de început a unei repetări şi modul în care aceste condiţii pot fi îndeplinite folosind un cod unic din clasa codurilor ciclice.

CZ 621.398
Vaisman L. :

Echipament de telesemnalizare şi telemăsură ciclică numerică pentru reţelele electrice urbane.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 168—174

Principiul şi realizarea unui echipament monofuncţiona sau bifuncţional de tip post la post pentru obiecte dispersate.

CZ 681.32.06 : 621—523.8
Strugaru C. :

Unitate de comandă microprogramată pentru calculatoare numerice.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972 p. 174—178

Se descrie o schemă logică în două variante pentru o unitate de comandă microprogramată; se discută posibilitatea folosirii microsubprogramelor cu această schemă.

CZ 681.3.06
Hoffmann I. şi *Pop V.* :

Algoritm de încurajare pentru sisteme instruibile.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972 , p. 179—184

În cadrul acestor sisteme, decizia este îmbunătăţită din punctul de vedere al probabilităţii în cazul sensului de avans spre extremizarea indicelui de performanţă.

CZ 621—55 : 681.32
Nitu C. :

Metode pentru varierea parametrilor de acordare la regulatoarele numerice şi adaptive.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 184—188

Această variere este necesară în cazul variaţiei unuia sau a mai multor parametri ai funcţiei de transfer a părţii fixe

---

CZ 621.382.323 : 621.375.024
Cătănescu V :

Folosirea transistoarelor cu efect de cîmp în amplificatoare de curent continuu cu modulare-demodulare (de tip chopper)

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 189—192

Se prezintă un circuit concret realizat de autor.

Rezoluţia Conferinţei pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, iul-aug 1972, p. 193—197

Teze de doctorat 198
Documentare 198—199
Cronică 199—200

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972

I.P.I. c. 1487

40 545

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XV (pag. 153—200) nr. 4, iulie — august București, 1972

Ing. I. S. LAZĂR (M.Sc.), ing. C. DONCIU și ing. M. GRIGORESCU

Proiectarea automată a calculatoarelor electronice numerice

Dezvoltarea rapidă a tehnicii de calcul din ultima perioadă a condus la producția de serie a calculatoarelor electronice, în condițiile în care complexitatea acestora a crescut considerabil. Realizarea circuitelor logice integrate și a circuitelor imprimate multistrat, realizarea unor blocuri funcționale și a unor structuri complexe, dezvoltarea conceptelor de multiprogramare, time-sharing, multiacces, multiprelucrare etc., au permis construirea unor calculatoare evoluate care au ridicat, totodată, o serie de probleme privind proiectarea optimă. Aceasta a dus la folosirea calculatoarelor pentru diverse faze de proiectare a unor tipuri noi de calculatoare; începînd cu rezolvarea problemelor de sinteză optimă a schemelor logice, trecînd la probleme de optimizare a cablajului și a amplasării elementelor logice pe plăci, la testarea automată a schemelor logice, întocmirea documentației de fabricație etc., activitățile de proiectare automată s-au extins considerabil, atingînd în prezent majoritatea fazelor de proiectare a unui calculator numeric.

În general la proiectarea automată a unui calculator numeric se disting trei faze:

a) proiectarea preconstructivă;

b) proiectarea tehnologică;

c) proiectarea sistemului de programe de bază (software de bază).

În cadrul etapei de *proiectare preconstructivă* se determină o configurație funcțională optimă, se alege un set adecvat de instrucțiuni și se obțin schemele logice optime ale ansamblelor funcționale ale calculatorului.

Proiectarea tehnologică cuprinde toate fazele legate de realizarea fizică a modelului conceput (hardware). Pe baza schemei logice generale, elaborată în faza anterioară, se obțin implementarea ei optimă în module logice, plachete, sertare etc., precum și documentația de fabricație corespunzătoare.

Proiectarea automată în domeniul sistemelor de programe (software) nu a cunoscut o amploare atît de mare ca în domeniile enunțate anterior. Se pot aminti generatoarele de compilatoare (metacompilatoare), precum și generarea automată a rutinelor de test și diagnosticare a schemelor cu elemente logice, realizată prin simularea calculatorului.

Această lucrare se ocupă de primele faze și își propune să arate în ce constă un sistem unitar de proiectare automată a calculatoarelor numerice, precum și stadiul actual de dezvoltare a acestei probleme.

1. Proiectarea preconstructivă

Proiectarea oricărui sistem de calcul începe printr-o fază de evaluare a cerințelor utilizatorului căruia îi este destinat. Pe baza acestor estimări, proiectantul stabilește cîteva caracteristici generale ale viitorului calculator: tipul și dimensiunea memoriei, viteza de calcul, operațiile care vor trebui executate, precum și unele facilități speciale: întreruperi, protecții etc. Aceaste considerații conduc la alegerea unei structuri speciale a calculatorului ce urmează a fi realizat. Tot în această fază trebuie stabilit setul de instrucțiuni al calculatorului în conformitate cu destinația și cu structura sa.

Fazele descrise mai sus sînt executate manual chiar și în cadrul proiectării automate. Rezultatele acestor faze de concepție generală a sistemului depind de experiența și de inventivitatea proiectantului.

Trebuie subliniat că aceste faze nu sînt definitive, structura prestabilită putînd fi modificată în urma rezultatelor obținute pe parcursul procesului de proiectare automată (fig. 1).

Legătura cu fazele următoare de proiectare automată se face prin formularea unor *transcrieri structurale ale noului calculator* într-un limbaj specializat, prelucrabil pe un calculator existent. Limbajul utilizat în aceste descrieri trebuie să fie un limbaj orientat logic, adică să ofere posibilitatea unei descrieri exacte și corecte a structurii calculatorului ales și a modului de realizare al setului de instrucțiuni propus. Problema limbajelor logice a fost mult dezbătută în literatura de specialitate.

Astfel, în 1962, K.E. Iverson [9] descria un limbaj cu vaste posibilităţi aplicative, dar destul de complicat şi greu manevrabil. Alte limbaje de acest tip reprezintă variante orientate logic ale unor limbaje existente (de exemplu varianta de limbaj ALGOL pentru proiectarea automată a calculatoarelor, propusă de Y Chu [11]).

În dezvoltarea limbajelor de descriere logică s-au afirmat două tendinţe : limbaje de descriere a structurii bloc a calculatorului obiect fără a se căuta să se specifice structura internă

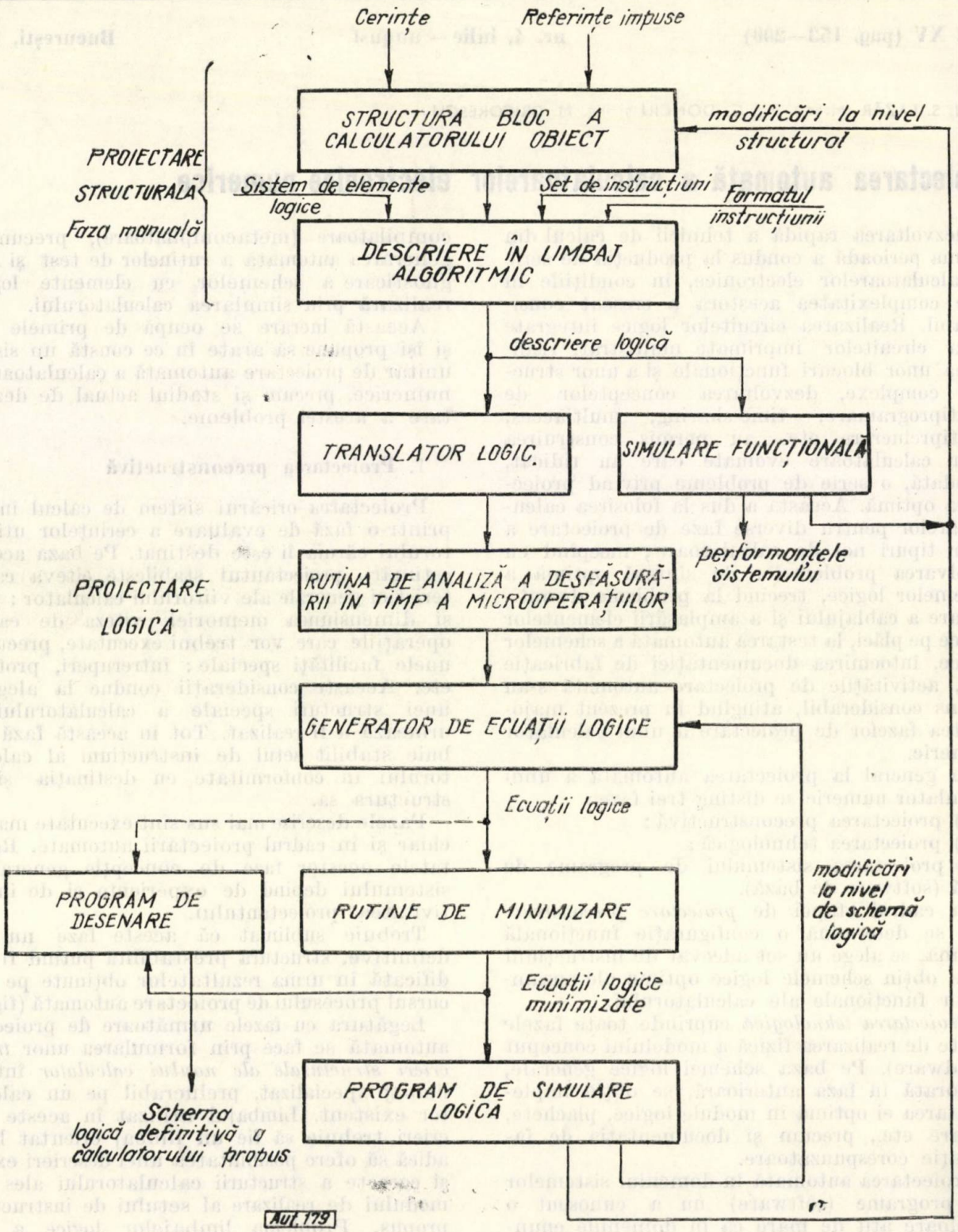


Fig. 1. Faza de proiectare preconstructivă.

a blocurilor (de exemplu D. L. Parnas [15]) şi limbaje de descriere a structurilor specifice unităţilor componente (de exemplu LOTIS [14]).

Într-o lucrare mai recentă, publicată în 1968 [10], J. R. Duley şi D. L. Dietmeyer dezvoltă un limbaj în care toate blocurile funcţionale sînt privite ca automate cu stări finite, oferind posibilitatea descrierii modului lor de funcţionare. În 1969, aceiaşi autori au dezvoltat şi translatorul limbajului propus, pentru un calculator IBM 7090 [20].

Tot în această fază de specificare a structurii generale se poate realiza *o simulare funcţională la nivel de sistem* a schemei bloc propuse. Cu rezultatele acestei simulări se pot determina defectele, inconsecvenţele, conflictele de timp şi alte puncte critice ale proiectului, se pot evalua performanţele pentru diferite variante de scheme şi se pot preciza alocarea priorităţilor, interpretarea întreruperilor etc. O asemenea fază de simulare generală este importantă deoarece poate evita alegerea unei structuri nepotrivite pentru scopurile propuse, pe baza rezultatelor obţinute putîndu-se modifica corespunzător structura iniţială.

În momentul în care proiectantul a realizat o descriere în limbaj logic a structurii definitive a calculatorului dorit, se pune problema prelucrării acestei descrieri pe calculator. Apare necesitatea unui translator al limbajului specializat utilizat. Ieşirea translatorului se cuplează cu cea a generatorului de ecuaţii logice, a rutinelor de analiză în timp a microoperaţiilor şi, eventual, cu a unui program de desenare a schemelor logice (fig. 1).

Unii autori au studiat în bloc problemele translator-generator de ecuaţii logice, deoarece obţinerea schemelor şi ecuaţiilor logice constituie un prim scop al prelucrării structurii propuse.

D. F. Gorman şi J. P. Anderson [16] au dezvoltat un sistem relativ simplu de translator —generator de ecuaţii logice format din trei părţi fundamentale :

a) rutinele de recunoaştere a textului sursă ;

b) generarea tabelei de analiză a proiectării (TP) ;

c) generator de ecuaţii logice.

În tabela de proiectare (TP) sînt înscrise toate operaţiile ce urmează a avea loc ; se determină durata necesară a semnalelor corespunzătoare, momentul de începere a fiecăruia. Generatorul de ecuaţii va lua în considerare fiecare operaţie care este înscrisă în tabela de proiectare, formînd din ea un termen al ecuaţiei pentru fiecare bit al registrului de destinaţie. În felul acesta, prelucrînd toate secvenţele, sînt generate ecuaţiile logice corespunzătoare.

În baza acestor concepte, R. M. Proctor [17] a realizat experimental un translator pe care a descris un subset al calculatorului Burroughs D825.

În 1969, Th. D. Friedman de la IMB a comunicat concepţia sistemului ALERT [18], care admite ca intrare o descriere în limbaj Iverson modificat şi oferă la ieşire ecuaţii logice şi scheme într-o manieră mult mai evoluată decît cea precedentă. Tot Th. D. Friedman a realizat o comparaţie între proiectul unui calculator (IBM 1800) obţinut la ieşirea sistemului ALERT şi cel obţinut după metodele clasice [19].

Ecuaţiile logice detaliate, obţinute la ieşirea generatorului trebuie minimizate. Această fază este destul de dificilă deoarece se pune problema minimizării unor scheme logice cu 20—30 de variabile şi cu ieşiri multiple. Astfel, conceptele clasice de minimizare enunţate de McCluskey şi Veitch nu mai sînt aplicabile, cu atît mai mult cu cît adeseori se folosesc sisteme logice care au la bază elementul ŞI-NU/SAU—NU sau elemente mai complexe. În aceste condiţii au fost găsiţi algoritmi de simplificare care reduc doar forma ecuaţiilor fără a asigura o formă absolut minimă [23], [24], [25]. Această rezolvare este satisfăcătoare, deoarece folosirea pe scară largă a circuitelor integrate atenuează problema costului unui element logic, punînd accentul pe caracteristicile funcţionale ale schemei logice : siguranţă în funcţionare, număr de nivele logice, probleme de cablaj etc.

Un alt aspect al problemelor de minimizare a fost atins prin realizarea unor cataloage de scheme minime cu ajutorul unor programe speciale de calcul. Astfel L. Hellerman [21] a elaborat un catalog de scheme logice minime pentru funcţii logice de trei variabile, relizabile cu elemente logice ŞI—NU/SAU—NU. Problema se complică în mod deosebit în momentul în care se caută schemele minime pentru 4,5 sau 6 variabile.

O ultimă etapă în proiectarea preconstructivă o constituie *simularea logică*, al cărei rol este de evaluare şi verificare a expresiilor logice obţinute, de depanare a proiectului logic al noului calculator, precum şi de generare automată a rutinelor de test şi diagnosticare.

Elementele de intrare într-un simulator logic sînt : un set de ecuaţii logice ce descriu funcţionarea fiecărui element logic al reţelei ce se testează, precum şi unele informaţii privind întîrzierile pe aceste elemente şi starea iniţială a sistemului. De asemenea, proiectantul trebuie să indice durata de timp (număr de impulsuri de tact) în care doreşte să fie făcută simularea, precum şi elementele a căror stare doreşte să o obţină la ieşire. Programul va tipări ca rezultat o listă cu starea elementelor logice specificate la fiecare moment (tact). În plus, programul va calcula încărcarea fiecărui element logic, indicînd elementele care

au un număr anormal de sarcini la intrare sau la ieşire, va calcula numărul de nivele de logică combinaţională pe care trebuie să le traverseze anumite semnale.

Un asemenea procedeu de simulare verifică funcţionarea detaliată a schemei înaintea realizării ei fizice, obţinîndu-se astfel economii importante.

Un asemenea program descris de G. G. Hays [26], scris în FORTRAN IV şi realizat pe calculatorul UNIVAC 1108, durează 30 min pentru testarea unei reţele de 3—4 000 elemente logice de-a lungul a 30 de impulsuri de tact.

Rezultatele simulării logice înlătură deci orice inadvertenţă structurală în proiectarea logică detaliată, permiţînd obţinerea unei scheme logice definitive, gata pentru a fi implementată fizic.

2. Proiectarea tehnologică

Realizarea fizică a modelului propus cu performanţele estimate porneşte de la ecuaţiile şi schemele logice obţinute în faza preconstructivă. Proiectantul trebuie să stabilească în detaliu sistemul tehnologic pe care-l va utiliza pentru implementare, adică soluţia constructivă exactă. De obicei, din acest punct de vedere, un calculator din generaţia a treia constă în module integrate şi alte elemente de circuit montate pe plachete cu cablaj imprimat (mono sau multistrat). La rîndul lor, plachetele sînt montate în sertare, prin intermediul unor conectoare. Cablajul între conectoare se poate face fie direct, prin fire de conexiune (prin lipire sau prin răsucire — „wrapping"), prin circuite imprimate multistrat sau într-o tehnologie mixtă. Programele de implementare încearcă să realizeze o alocare cît mai judicioasă a schemei logice obţinute într-un asemenea sistem tehnologic. În urma executării fiecărei faze din proiectarea tehnologică se elaborează şi documentaţia de fabricaţie corespunzătoare.

Prima operaţie care se efectuează este *segmentarea schemei logice globale* în porţiuni ce urmează a fi implementate pe plachete (fig. 2). Programul examinează porţiuni ale schemei logice şi, pe baza unor criterii de partiţionare date de proiectant, alege o divizare corespunzătoare a plachetelor. Problema următoare este de *a aloca acestor grupuri de segmente de logică, plachete corespunzătoare.* Programul are în vedere numărul de legături logice între secţiuni şi, în funcţie de ele, determină secţiunea cea mai strîns legată cu cea precedentă şi căreia i se va aloca următoarea plachetă. Criteriile de segmentare a schemei logice şi alocare a plachetelor urmăresc realizarea unei tipizări a plachetelor, pentru a nu crea o diversitate prea mare de cablaje imprimate multistrat ale plachetelor. Există un program special de alocare a poziţiei modulelor integrate pe plachete şi de desenare a măştii cablajului imprimat.

O altă problemă importantă este de *a aloca nume semnalelor* care se conectează la pinii plachetelor pentru ca proiectantul să poată stabili cu uşurinţă o corespondenţă între schema logică şi desenele de execuţie a plachetelor; aceste etichete sînt introduse ulterior în schema logică generală a calculatorului.

Plasarea plachetelor în sertare prezintă o mare importanţă atît din punct de vedere funcţional cît şi al posibilităţilor de optimizare ulterioară a cablajului. Programul are două faze: în prima se încearcă un algoritm heuristic asemănător cu cel descris la alocarea logicii; faza a doua porneşte de la o amplasare obţinută în prima fază şi încearcă prin interschimbarea plachetelor să determine o aranjare mai bună.

Programul de calcul al cablajului imprimat al sertarului nu diferă esenţial de cel al plachetelor, necesitînd doar un volum de date sporit datorită ariei de lucru mult mai mari.

Optimizarea cablajului discret a fost făcută prin căutarea unui algoritm care să determine calea optimă pentru conectarea mai multor pini. În lucrarea [36] problema figurează sub numele de „problema comis-voiajorului" şi are următorul aspect: conectarea a n pini înseamnă a determina un poligon cu vîrfurile în punctele de cablaj care să aibă perimetrul minim, suprimîndu-i latura cea mai lungă. Astfel este sigur că s-a găsit drumul optim, adică de lungime minimă, pentru cablarea pinilor respectivi. Programul trebuie să determine, din mulţimea punctelor de conectare, acele puncte care au denumiri comune (şi care tebuie deci conectate) şi să le aplice un algoritm de minimizare; urmează apoi să se tipărească lista de cablaj şi distanţele minime obţinute.

O dată cu obţinerea listelor de cablaj, proiectarea calculatorului poate fi considerată terminată. O schemă generală a etapei de proiectare tehnologică este dată în figura 2. Se remarcă faptul că, în faza de proiectare tehnologică, problemele esenţiale sînt probleme de alocare: alocarea plachetelor la segmente de logică, alocarea poziţiei plachetelor, alocarea modulelor. Pentru rezolvarea lor au fost dezvoltaţi o serie de algoritmi din ce în ce mai perfecţionaţi; algoritmii heuristici, deşi nu au posibilitatea unui optim absolut prin testarea tuturor variantelor, pot determina variante satisfăcătoare, necesitînd totodată un timp de calcul rezonabil.

3. Concluzii

Ansamblul de programe descris (scheme logice generale) realizează autonom toate fazele procesului de proiectare a unui calculator. Rolul proiectantului nu se mărgineşte însă la

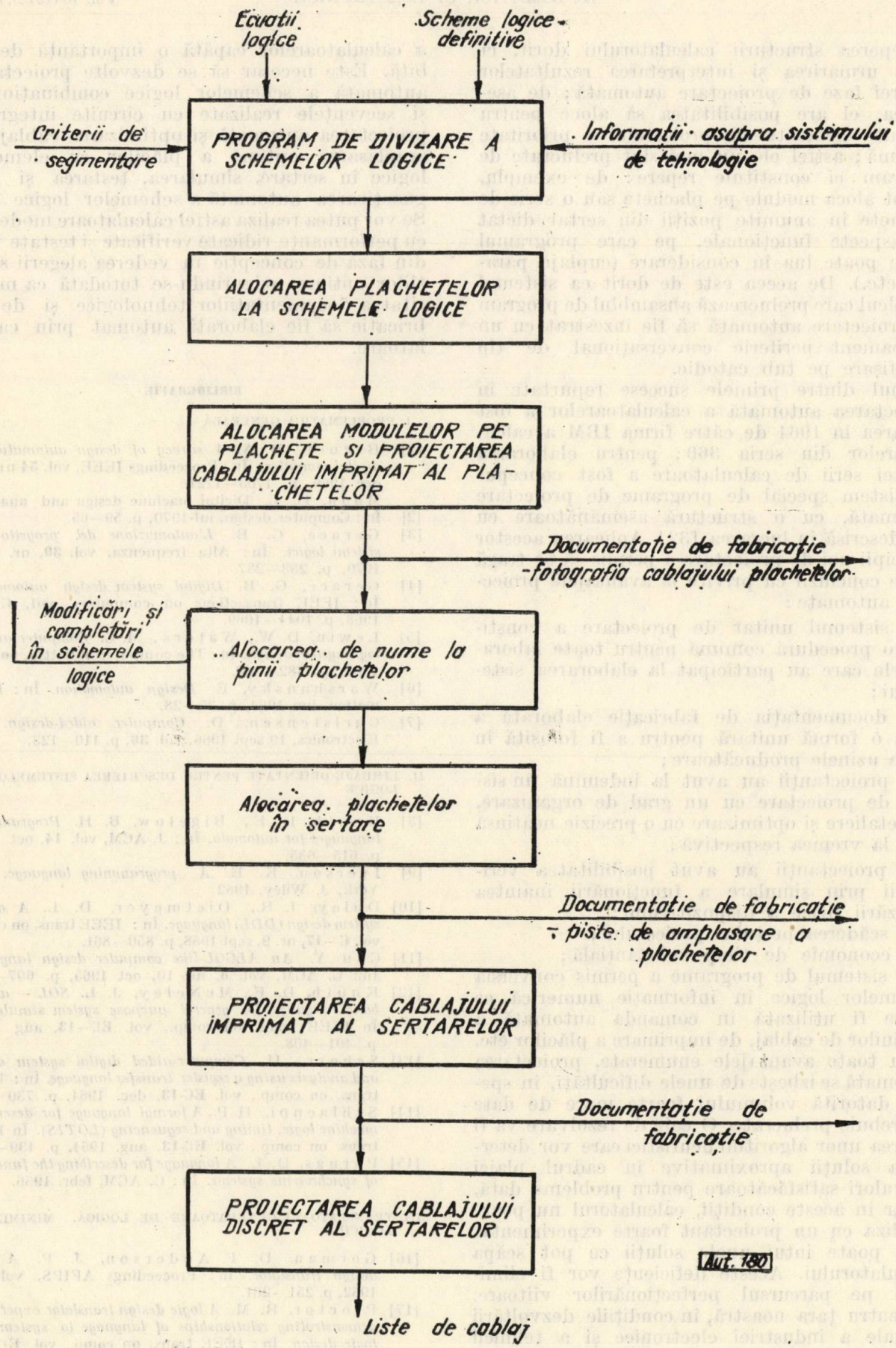


Fig. 2. Proiectarea tehnologică.

conceperea structurii calculatorului dorit, ci şi la urmărirea şi interpretarea rezultatelor fiecărei faze de proiectare automată; de asemenea, el are posibilitatea să aloce pentru anumite elemente ale proiectului o prioritate maximă; astfel ele nu mai sînt prelucrate de program ci constituie repere: de exemplu, se pot aloca module pe plachete sau o serie de plachete în anumite poziţii din sertar dictat de aspecte funcţionale, pe care programul nu le poate lua în considerare (cuplaje parazite etc.). De aceea este de dorit ca sistemul de calcul care prelucrează ansamblul de program de proiectare automată să fie înzestrat cu un echipament periferic conversaţional de tip cu afişare pe tub catodic.

Unul dintre primele succese repurtate în proiectarea automată a calculatoarelor a fost lansarea în 1964 de către firma IBM a calculatoarelor din seria 360; pentru elaborarea acestei serii de calculatoare a fost conceput un sistem special de programe de proiectare automată, cu o structură asemănătoare cu cea descrisă în lucrarea [32]. Aplicarea acestor principii noi de proiectare a permis să se tragă unele concluzii cu privire la avantajele proiectării automate:

a) sistemul unitar de proiectare a constituit o procedură comună pentru toate laboratoarele care au participat la elaborarea sistemului;

b) documentaţia de fabricaţie elaborată a avut o formă unitară pentru a fi folosită în toate uzinele producătoare;

c) proiectanţii au avut la îndemînă un sistem de proiectare cu un grad de organizare, de detaliere şi optimizare cu o precizie neatinsă încă la vremea respectivă;

d) proiectanţii au avut posibilitatea verificării prin simulare a funcţionării înaintea realizării fizice a dispozitivului;

e) scăderea preţului proiectului;

f) economie de timp substanţială;

g) sistemul de programe a permis conversia schemelor logice în informaţie numerică ce poate fi utilizată în comanda automată a maşinilor de cablaj, de imprimare a plăcilor etc.

Cu toate avantajele enumerate, proiectarea automată se izbeşte de unele dificultăţi, în special datorită volumului foarte mare de date ce trebuie prelucrate. O cale de rezolvare va fi găsirea unor algoritmi heuristici care vor determina soluţii aproximative în cadrul plajei de valori satisfăcătoare pentru problema dată. Chiar în aceste condiţii, calculatorul nu poate rivaliza cu un proiectant foarte experimentat care poate intui unele soluţii ce pot scăpa calculatorului. Aceste deficienţe vor fi eliminate pe parcursul perfecţionărilor viitoare.

Pentru ţara noastră, în condiţiile dezvoltării actuale a industriei electronice şi a tehnicii de calcul, problemele de proiectare automată a calculatoarelor capătă o importanţă deosebită. Este necesar să se dezvolte proiectarea automată a schemelor logice combinaţionale şi secvenţele realizate cu circuite integrate, proiectarea automată şi optimizarea cablajului amplasarea optimă a plăcilor cu elemente logice în sertare, simularea, testarea şi diagnosticarea automată a schemelor logice etc. Se vor putea realiza astfel calculatoare moderne, cu performanţe ridicate verificate şi testate încă din faza de concepţie în vederea alegerii soluţiilor optime, asigurîndu-se totodată ca majoritatea documentaţiilor tehnologice şi de fabricaţie să fie elaborată automat prin calculatoare.

BIBLIOGRAFIE

I. PROBLEMATICA GENERALĂ

[1] Breuer, M. A. *A survey of design automation of digital computers.* În: Proceedings IEEE, vol. **54** nr. 12, dec 1966, p. 1703–1721.

Moon, D. L. Digital machine design and analysis.

[2] În: Computer design, iul 1970, p. 59–65.

[3] Gerace, G. B. *L'automazione del progetto dei sistemi logici.* În: Alta frequenza, vol. **39**, nr. 3–4, 1970, p. 283–287.

[4] Gerace, G. B. *Digital system design automation.* În: IEEE transactions on computers, vol, **C–17**, 1968, p. 1044–1069.

[5] Lewin, D. W., Waters, M. C. *Computer aids to logic system design.* În: The computer bullettin, **vol. 13**, 1969, p. 382–388.

[6] Warshansky, E. *Design automation.* În: Datamation, iun 1964, p. 25–28.

[7] Christensen, D. *Computer aided-design.* În: Electronics, 19 sept 1966, vol. **39**, p. 110–123.

II. LIMBAJE ORIENTATE PENTRU DESCRIEREA SISTEMELOR LOGICE

[8] Knuth, D. E., Bigelow, B. H. *Programming languages for automata.* În: J. ACM, vol. **14**, oct 1967, p. 615–635.

[9] Iverson, K. E. *A programming language.* New York, J. Wiley, 1962.

[10] Duley, I. R., Dietmeyer, D. L. *A digital system design (DDL) language.* În: IEEE trans. on comp, **vol. C–17**, nr. 9, sept 1968, p. 850–861.

[11] Chu Y. *An ALGOL-like computer design language.* În: C. ACM, vol. **8**, nr. 10, oct 1965, p. 607–615.

[12] Knuth, D. E., McNeley, J. L. *SOL – a symbolic language for general purpose system simulation.* În IEEE trans. on comp., vol. **EC–13**, aug 1964, p. 401–408.

[13] Schorr, H. *Computer-aided digital system design and analysis using a register transfer language.* În: IEEE trans. on comp., vol. **EC-13**, dec. 1964, p. 730–737.

[14] Schlaeppi, H. P., *A formal language for describing machine logic, timing and seguencing (LOTIS).* În IEEE trans. on comp., vol. **EC-13**, aug. 1964, p. 439–448.

[15] Parnas, D, L. *A language for describing the functions of synchronous systems.* În: C. ACM, febr. 1966.

III. TRANSLATOARE-GENERATOARE DE LOGICĂ. MINIMIZAREA LOGICII

[16] Gorman, D. F. Anderson, J. P. *A logic design translator.* În: Proceedings AFIPS, vol. **22**, 1962, p. 251–261.

[17] Proctor, R. M. *A logic design translator experiment demonstrating relationships of language to system and logic design.* În: IEEE trans. on comp., vol. **EC–13**, aug 1964, p. 422–430.

[18] Friedman, Th. D., Sin Chin Yang. *Methods used in an automatic logic design generator (ALERT).* În : IEEE trans. on comp., vol. C—**18**, nr. 7, iul 1969, p. 593—614.

[19] Friedman, Th. D., Sin Chin Yang. *Quality of design from as automatic logic generator (ALERT).* În : Proceedings SHARE—ACM—IEEE design automation Workshop, iun 1970.

[20] Duley, I. R., Dietmeyer, D. L. *Translation of a DDL digital system specification to boolean equations.* În: IEEE trans. on comp., vol. C—18, nr. 4, apr. 1969.

[21] Hellerman, L. *A cathalog of three-variable or-invert and and-invert logical circuits.* În : IEEE trans. on comp., iun 1963, p. 198—223.

[22] Weiner, P. *Discution of some flows in the classical theory of two-level minimisation of multiple-output switching networks.* În IEEE trans. on comp., vol.C—**17**, nr. 2, febr 1968, p. 184—186.

[23] Oglisby, R. A *computer aided design using regular expresion.* În : Computer design., vol. **9**, nr. 8, aug. 1970, p. 79—84.

[24] Dietmeyer, D. L. *A computer-oriented factoring algorithm for NOR logic design.* În : IEEE trans. on comp., vol. EC-**14**, nr. 6, dec 1965.

[25] Ellis, D. T. *A synthesis of combinational logic with NAND/NOR elements.* În : IEEE trans. on comp., vol. EC—**14**, nr. 5, oct 1965.

IV SIMULARE LOGICĂ

[26] Hays, G. G. *Computer aided design simulation of digital design logic.* În IEEE trans. on comp., iun 1969.

[27] Insinga, G. *Simulazione direti logiche mediante calcolatore numerico.* În : Alta frequenza, vol. **39**, nr. 3—4, 1970.

[28] Larsen, R. P. *Modeling and simulation of networks.* În : C. AMC, vol. 8, nr. 5, 1965.

[29] Zucker, M. S, *LOCS — an EDP machine and control simulator.* În : IEEE trans. on comp., iun 1965, p. 403—416.

[30] Lake, D. W. *Logic simulation in digital systems.* În : Computer design, mai 1970, p. 77—83.

[31] Mano, M. M. *Simulation of boolean functions in decimal computer.* În : ACM, ian 1965, p. 39—40.

V. PROBLEME DE REALIZARE TEHNOLOGICĂ

[32] Case, P. W. ş. a. *Solid logic design automation.* În : IBM journal, apr 1964, p. 127—140.

[33] Stanley, W. R. *An optimal system design for printed circuit board test reputing.* În : Computer design, ian 1970, p. 73—77.

[34] Mamelak, J. S. *The placement of computer logic modules.* În : J. ACM, vol. **13**, nr. 4, oct 1966, p. 615—629.

[35] Pomentale, T. *An algorithm for minimizing backboard wiring functions.* În : C. ACM, vol. **8**, nr. 11, nov 1965, p. 699—703.

[36] Raymond, T. C. *A heuristic algorithm for travelling salesman problem.* În : IBM journ. research and development, vol. **13**, nr. 4, iul 1969, p. 400—408.

Prof. dr. ing. EDM. NICOLAU şi dr. C. BĂLĂCEANU

Sinteza unei clase de automate finite realizate cu elemente electrice de tip neuron

1. Scopul prezentei lucrări este de a da metode constructive privind sinteza unor clase de automate finite. Sinteza se realizează cu ajutorul unor elemente electrice cu praguri, modele de neuroni. Se utilizează şi rezultatele obţinute anterior de autori. Ceea ce aduce nou lucrarea de faţă este explicitarea unei metode de sinteză pentru automate secvenţiale realizate cu elemente care sînt modele de neuroni. În esenţă se dă un model de reţea cu contacte şi relee, care poate fi considerată ca fiind un model de neuron. Se arată apoi posibilitatea de a construi, cu acest element, orice reţea booleană combinatorie şi orice automat secvenţial.

În prealabil se vor recapitula, pe scurt, unele proprietăţi şi definiţii privind neuronii şi automatele finite.

2. În literatura de specialitate se prezintă numeroase modele de neuroni. În unele cazuri este vorba de modele conceptuale, ca cele descrise de McCulloch şi Pitts, sau Bălăceanu şi Nicolau. La această categorie de modele se propun diferite structuri descrise prin ecuaţii ipotetice, care aproximează funcţionarea neuronilor reali. Există şi o altă clasă de modele neuronale, la care neuronul este aproximat printr-un dispozitiv electronic. În această categorie intră, de exemplu, modelele lui Harmon.

Menţionăm, în sfîrşit, modelarea neuronilor cu calculatoarele digitale, ca în cercetările întreprinse de Farcaş, Lévy etc.

Cunoaşterea neuronilor reali a progresat mult în ultimele decenii, la aceasta contribuind şi tehnici noi ca microscopia electronică, studiul neuronilor cu microelectrozi, analiza microchimică etc. Toate aceste studii au evidenţiat structura complexă a neuronilor şi a reţelelor neuronale. Din motive metodologice, în general în toate modelele neuronale se consideră un obiect foarte mult simplificat în comparaţie cu realitatea.

Menţionăm că neuronii reali se caracterizează printr-o organizare complexă. Fiecare neuron primeşte semnale de la mulţi alţi neuroni, prin aşa-numitele sinapse. Neuronii din cortex ajung pînă la 10^4 sinapse. În sinapse informaţia este purtată de semnale de natură chimică care, ajunse pe membrana neuronului, produc semnale electrice. Semalele provenind de la diferitele sinapse se însumează şi dacă suma S (realizată într-un anumit punct de pe

suprafaţa membranei neuronale) depăşeşte un anumit prag, pe axon se emit semnale sub forma unor impulsuri de amplitudine constantă. Frecvenţa de repetiţie a impulsurilor este purtătoare de informaţie.

Unele sinapse sînt excitatorii, iar altele inhibitorii, astfel încît în suma S unele semnale intervin cu semnul + (cele excitatorii), altele cu — (cele inhibitorii).

În realitate neuronul funcţionează ca un sistem analogic (Bălăceanu, Nicolau). Ca o primă aproximaţie, se poate considera neuronul ca un element discret, avînd două stări : de funcţionare şi de repaus. În cazul funcţionării, el emite semnale de intensitate constantă ; în repaus, nu emite semnale. Acesta este modelul lui Mc-Culloch şi Pitts — care corespunde unui automat finit, cu prag.

Ne propunem ca în cele ce urmează să arătăm posibilitatea de modelare a acestui model de neuron, cu un sistem electric simplu. În prealabil se prezintă unele noţiuni esenţiale privind automatele finite.

3. Pentru noţiunea de sistem cu care operează teoria abstractă a sistemelor automate continue existente, ca şi a altor automate discrete, vezi C. Penescu (1971).

Se numeşte automat un obiect $\mathcal{A}$ compus din trei mulţimi nevide A, X şi Y şi două funcţii $d = d(a, x)$, $\lambda = \lambda(a, x)$ definite pe aceste mulţimi.

Mulţimea A se numeşte mulţimea stărilor automatului, mulţimea X — mulţimea semnalelor de intrare, iar mulţimea Y — mulţimea semnalelor de ieşire ale automatului $\mathcal{A}$.

Funcţia $d(a, x)$ poartă numele de funcţie de tranziţie a automatului. Ea stabileşte o aplicaţie a mulţimii $A \times X$ în mulţimea A.

Funcţia $\lambda = \lambda(a, x)$ stabileşte o aplicaţie a mulţimii $A \times X$ în mulţimea Y şi se numeşte funcţie de ieşire a automatului.

Automatul $\mathcal{A}$ se numeşte automat iniţial dacă în mulţimea A este fixat un element a_0 numit starea iniţială a automatului.

Un automat se numeşte finit dacă toate cele trei mulţimi ale sale A, X, Y sînt finite. Un automat este boolean dacă X, $Y \sim B$, unde B este o mulţime cu două elemente, notate 0 şi 1 : $B = \{0,1\}$.

În cele ce urmează ne ocupăm numai de automate finite. Dacă toate semnalele de intrare se aplică în acelaşi moment, automatul este sincron. Dacă, în particular, semnalul de ieşire la un moment dat nu depinde decît de semnalele aplicate în acel moment la intrare, automatul este un automat combinatoriu. Dacă semnalele de ieşire depind de secvenţa semnalelor aplicate la intrare, din momentul iniţial şi pînă în momentul considerat, automatul este secvenţial.

În continuare se vor da metode de sinteză a automatelor combinaţionale şi secvenţiale. Vom preciza, în primul rînd, elementele cu care dorim să sintetizăm automatele finite.

Elementul de bază considerat este caracterizat prin existenţa a mai multor terminale de intrare şi a unui terminal de ieşire. În cazul cel mai simplu, elementul are două terminale de intrare, din care unul excitator, iar celălalt inhibitor. Dacă la terminalul excitator se aplică semnalul x, iar la terminalul inhibitor semnalul y, atunci condiţia de existenţă a semnalului z la ieşire este :

$$(z \neq 0) \Rightarrow (x > p_1) \,\&\, (y < p_2),$$

unde p_1 şi p_2 sînt două praguri.

Un astfel de dispozitiv poate fi realizat cu montajul din schema dată în figura 1, a şi se reprezintă simbolic ca în figura 1, b.

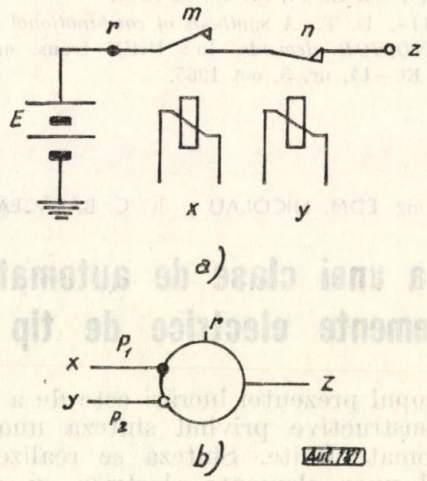


Fig. 1

La acest element este caracteristic faptul că semnalul de ieşire este obţinut numai atîta timp cît este aplicat semnalul excitator şi nu este aplicat semnalul inhibitor. De asemenea, trebuie avut în vedere faptul că semnalul de ieşire poate avea diverse intensităţi, după tensiunea E a barierei care este conectată în serie cu cele două contacte m şi n din figura 1, a. În figura 1, b s-a reprezentat şi terminalul r unde se conectează bateria E.

4. Se ştie că, pentru a putea realiza un automat finit, este necesar să se dispună de elemente cu ajutorul cărora se pot realiza atît operatorii ŞI, SAU, NU cît şi un element de memorie bipoziţional (gen circuit basculant bistabil), aşa cum se arată în Nicolau şi Popovici (1966).

În ceea ce priveşte realizarea operatorilor booleeni, ea se face în ipoteza că toate semnalele de intrare şi ieşire au numai una dintre

două valori posibile. Cu alte cuvinte, totalitatea semnalelor de intrare se consideră împărţită în două clase : cele care depăşesc pragul — şi deci acţionează asupra releului — şi cele care nu depăşesc pragul — şi deci nu acţionează releul. Convenim să notăm cele două clase 1 şi 0.

În aceste condiţii, relaţia dintre x, y şi z este :

$$z = x \,\&\, \bar{y}, \tag{1}$$

unde s-a notat $\bar{x} = \mathrm{T}x$.

Ne propunem ca, urmînd o metodă constructivă elementară, să arătăm posibilitatea modelării operatorilor boleeni fundamentali, cu ajutorul sistemului electric descris.

Pentru operatorul de negaţie, plecînd de la relaţia (1) şi admiţînd că $x = 1$, rezultă $z = 1 \,\&\, y = \bar{y}$. Schema corespunzătoare este dată în figura 2.

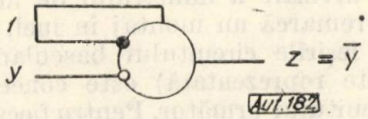


Fig. 2

Legătura care se face la terminalul excitator stabileşte o legătură permanentă între baterie (terminalul r) şi terminalul considerat — tocmai pentru a avea în permanenţă $x = 1$.

Cu ajutorul operatorului de negare şi ţinînd seamă de principiul dublei negări $\bar{\bar{y}} = y$, se poate modela $z = x \vee y$. Ţinînd seamă de identitatea :

$$(\overline{x \,\&\, y}) = \bar{x} \vee \bar{y},$$

rezultă posibilitatea ca, utilizînd circuitul din figura 1 şi operatorul de negare — realizat cu acelaşi operator — să modelăm atît conjuncţia (fig. 3), cît şi disjuncţia logică (fig. 4). În modul acesta s-a arătat constructiv modelarea celor trei operatori fundamentali (doi binari şi unul unar), cu care se poate modela orice automat booleean combinatoriu.

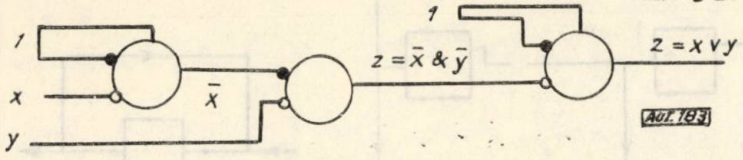


Fig. 3

5. Pentru sinteza automatelor secvenţiale este necesar să modelăm şi un element cu memorie. Cea mai simplă formă de memorie este întîrzierea. În realitate, dispozitivul elementar introdus în figura 1 are memorie, releele funcţionînd cu întîrziere.

La schemele combiţionale, la care timpul nu intervine, această întîrziere poate fi neglijată. În continuare se va arăta posibilitatea de realizare a circuitului basculant bistabil, un element avînd o intrare şi două ieşiri, caracterizat prin aceea că la un moment dat, la una dintre ieşiri, există semnal, iar la cealaltă nu există. Aplicînd un semnal la terminalul de

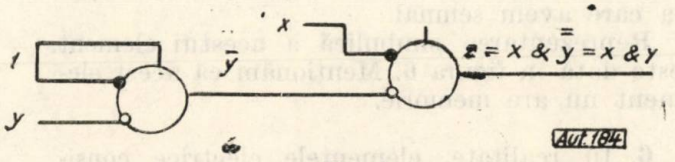


Fig. 4

intrare, situaţia la terminalele de ieşire se inversează.

Se notează prin 1 starea în care la un anumit terminal de ieşire avem semnal (şi la celălalt nu avem), iar cu 0 starea opusă (în care avem semnal la terminalul la care în cazul precedent nu avem şi invers). Vom nota cu s_n starea sistemului la momentul t_n. La momentul $n + 1$ starea sistemului va fi dată de relaţia :

$$s_{n+1} = s_n \oplus i_n, \tag{2}$$

unde i_n este semnalul de intrare la momentul n, iar $\oplus$ reprezintă suma modulo 2. S-a scris $s_S \overset{\Delta}{=} s(t_n)$, unde $t_n = t_0 + n\tau$, $n \in Z$, $\tau \neq 0$. Semnalul i_n este tot un semnal boolean.

Trebuie făcută următoarea precizare importantă. În mod curent, circuitul basculant bistabil este un automat cu memorie, ceea ce arată şi relaţia (2), deoarece starea la momentul $n + 1$ depinde de semnalul la momentul n şi de starea la momentul n.

Să modelăm întîi un sistem cu o intrare şi două ieşiri care corespunde relaţiilor :

$$u_n = i_n, \quad v_n = \bar{i}_n. \tag{3}$$

Schema unui astfel de element este dată în figura 5. Intrarea este notată i, iar cele două ieşiri sînt notate u şi v. În esenţă este vorba

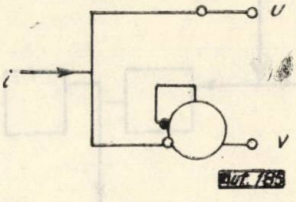


Fig. 5

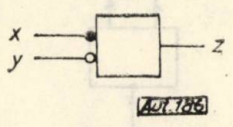


Fig. 6

de un element cu două praguri dispuse între intrare şi terminalul v. Dacă se aplică semnal la intrarea i, atunci acest element este înhibat şi la ieşirea sa nu este semnal. Dacă nu se aplică semnal la intrare, atunci la terminalul v apare semnal, în schimb dispare semnalul de la terminalul u, care există numai atîta timp cît există semnal la intrare. Deci acest sistem se

caracterizează prin aceea că are un terminal de intrare şi două terminale de ieşire. Atunci cînd se aplică semnal la intrare, apare semnal la terminalul u. Cînd nu avem semal de intrare apare semnal la terminalul de ieşire v. Deci avem un sistem cu două stări stabile, starea fiind caracterizată prin terminalul de ieşire la care avem semnal.

Reprezentarea simbolică a acestui element este dată în figura 6. Menţionăm că acest element nu are memorie.

6. În realitate, elementele electrice considerate se caracterizează şi prin aceea că funcţionează şi cu o întîrziere. Pentru a pune în evidenţă întîrzierea, vom reprezenta elementul ca în figura 6.

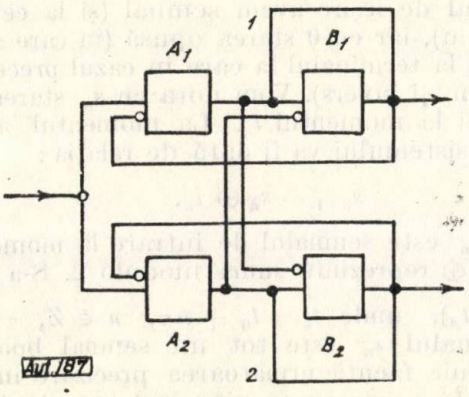


Fig. 7

Cu astfel de elemente se pot realiza circuite mai complexe. În particular se va arăta posibilitatea de realizare a circuitelor basculante bistabile, esenţiale pentru sinteza circuitelor secvenţiale.

Un circuit basculant bistabil poate fi realizat cu astfel de elemente recurgînd la montajul din figura 7.

blochează circuitul de intrare A_1, care se prezintă ca o întrerupere. De asemenea inhibă circuitul B_2. Deoarece B_2 este inhibat, el nu funcţionează. Ca urmare, circuitul A_2 nu este inhibat, deci conduce eventualele semnale aplicate la intrare. Aplicînd la intrare un semnal, el nu poate trece pe calea 1, deoarece A_1 se prezintă ca o întrerupere. În schimb A_2 este neblocat. Semnalul de la intrare ajunge deci la B_2, pe care îl activează. De asemenea blochează pe B_1.

Ca rezultat, la sfîrşitul tactului situaţia se prezintă invers faţă de cea iniţială : semnalul apare la terminalul de ieşire care nu prezenta semnal anterior şi invers. Dispozitivul poate lucra şi în impulsuri. Durata impulsului de la intrare se calculează în funcţie de întîrzierile diferitelor elemente din circuit.

Vom reprezenta circuitul basculant bistabil ca în figura 8. Cu aceste circuite pot fi realizate circuite de divizare a numărului de impulsuri (fig. 9). Se remarcă un montaj în inel, la care una dintre ieşirile circuitului basculant (cealaltă nu este reprezentată) este conectată la intrarea circuitului următor. Pentru fiecare două impulsuri aplicate la intrare, circuitul basculant revine la starea iniţială. Montajul este deci un automat finit cu $2m$ stări stabile — m fiind numărul circuitelor bistabile din montaj. Sistemul realizează şi un decalaj între impulsuri, în sensul că, pentru un tren de impulsuri aplicat la intrare, la diferitele ieşiri se obţin impulsuri în momente diferite.

Montajul poate fi înţeles şi ca un numărător binar. Dacă iniţial starea sa era 0000, starea sa se schimbă în funcţie de numărul de impulsuri aplicate la intrare.

Datorită întîrzierii semnalelor la trecerea lor prin circuitul bistabil, cu un montaj ca cel din figura 10 se obţine un circuit de memorie, dacă de exemplu dreptunghiul figurează un montaj

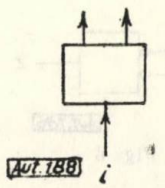


Fig. 8

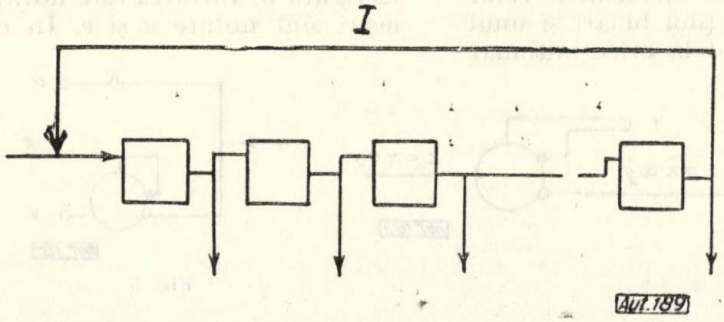


Fig. 9

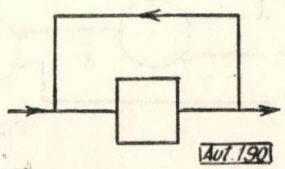


Fig. 10

Elementele B realizează circuitele de ieşire. Între intrare şi aceste elemente sînt interpuse alte două elemente A, care funcţionează ca întrerupătoare.

Să admitem că la un moment dat funcţionează circuitul B_1. Semnalele lui de ieşire corespunzător. Un impuls aplicat la intrare provoacă apariţia unui semnal la ieşire, care revine la intrare etc. Montajul funcţionează dacă cele două ieşiri sînt conectate, prin elemente unidirecţionale (gen diodă), la un circuit de derivare, ce duce la intrare.

7. Se poate aborda şi problema sintezei unui automat cu n stări interne. Fiecare stare internă este caracterizată prin prezenţa semnalului la una dintre cele n borne de ieşire, $x_1, \ldots, x_n$.

Automatul este dat prin tabela tranziţiilor; cunoscînd starea în care se află automatul la momentul j şi semnalul aplicat în acel moment, rezultă atît starea în care trece automatul, cît şi semnalul produs la ieşire.

Considerăm că şi semnalele de intrare sînt codificate spaţial ca şi semnalele care reprezintă starea internă a automatului. Dispunem cîte un circuit de coincidenţă la fiecare pereche de legături — dintre care una provine de la cele n ieşiri din sistemul care reprezintă starea internă, iar cealaltă reprezintă unul dintre cele m semnale de intrare posibile, deci în total mn circuite &.

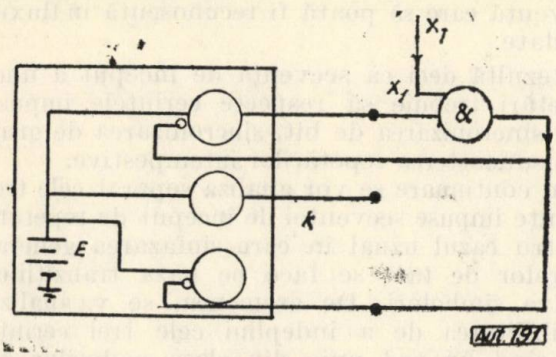


Fig. 11

În funcţie de intrările la care există semnal, va apărea tensiunea numai la ieşirea unuia dintre circuitele de coincidenţă. Acest semnal schimbă starea internă; de asemenea produce un anume semnal la ieşire.

Schimbarea stării interne se face cu ajutorul unor legături care inhibă toate ieşirile din circuitul care reprezintă starea internă — în afara noii stări k în care se trece (fig. 11). În figura 11 s-a reprezentat numai un circuit de coincidenţă, montat la terminalul 11.

În mod analog se poate trata şi problema automatelor cu memorie.

În concluzie, cu ajutorul circuitelor cu prag examinate — care sînt modele electrice de neuroni — se poate realiza sinteza oricărui automat finit, fie combinatoriu, fie secvenţial.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bălăceanu, C. Nicolau, Edm. *Les fondements cybernétiques de l'activité nerveuse.* L'expansion, Paris, 1971, 165 p.

[2] Farcaş, D. *Un model matematic al unui automat neuronal cu autoadaptare.* În: Bul. ştiinţ. tehn. al Instit. polit. Timişoara, **10** (24), 2, 1965, p. 347—354.

[3] Gutcin, I. B., Kuzicev, A. S. *Bionika i nadejnost. Elementi teorii formalnih neironov.* Moscova, Izd. Nauka, 1967, 283 p.

[4] Harmon, L. *Problems in neural modeling.* Din Neural theory and modeling (R. F. Reiss ed.), Stanford Univ. Press, 1964, p. 9—30.

[5] McCulloch, W. S., Pitts, W. *A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity.* În : Bull. math. biophysics, 5, 1943, p. 115—133.

[6] Medvedev, M. T. *O klasse sobitii, dopuskaiuşcih predstavlenie o konecinom avtomate.* Din Avtomati (Shannon, McCarthy eds.), Izd. I. L., Moscova, 1956, p. 385—401.

[7] Nicolau, Edm. *Sinteza automatelor finite.* Comunicare prezentată la simpozionul „Analiza şi sinteza reţelelor electrice", Bucureşti, 7—20 oct 1967, 7 p.

[8] Nicolau, Edm. *La synthèse des réseaux électriques qui sont des modèles des opérateurs dans les algèbres universelles.* În : Rev. roum. sci. techn., electrotechn. et energ., **12**, 3, 1967, p. 225—236.

[9] Nicolau, Edm., Bălăceanu, C. *Elemente de neurocibernetică,* Bucureşti, Ed. ştiinţifică, 1967, 301 p.

[10] Nicolau, Edm., Popovici, Al. *Algoritmi. Automate finite. Calculatoare electronice.* Bucureşti, Ed. ştiinţifică, 1970, 237 p.

[11] Penescu, C. *Conceptele teoriei sistemelor.* În : Automatica şi Electronica **15**, 3, 1971, p. 100—110.

[12] Shannon, Cl., McCarthy, J. *Automata studies.* Princeton, Princeton Univ. Press, 1965, 403 p.

[13] *Problemi neurokibernetiki.* Izd. Rostovskogo universiteta 1969, 335 p.

[14] *Modeli neironnih struktur,* Moscova, Izd. Nauka, 1970, 480 p.

Ing. VLADIMIR CUPERMAN

Utilizarea codurilor ciclice pentru sincronizarea de grup

Decodarea corectă a informaţiei în echipamentele de transmitere a datelor necesită determinarea în punctul de recepţie a momentelor caracteristice (început, sfîrşit), ale fiecărui caracter de date, precum şi ale fiecărui simbol transmis. Prima operaţie este denumită sincronizare de caracter sau, mai general, sincronizare de grup, iar a doua operaţie este denumită sincronizare de bit (simbol) sau sinfazare a generatoarelor de tact (bazelor de timp) [1].

În sistemele de transmitere de tip start-stop, în fluxul de date se intercalează periodic o informaţie de timp în vederea realizării sinfazării generatoarelor de tact, informaţie de timp care serveşte şi la realizarea sincronizării de grup.

În sistemele sincrone, informaţia de timp necesară pentru sinfazarea generatoarelor de tact se poate transmite :

— pe un canal separat prin diviziune în frecvenţă ;

— prin purtătoare în cazul anumitor timpuri de modulaţie (de exemplu : modulaţie de fază) ;

— prin tranziţiile dintre simbolurile care compun mesajul de date (sistem de sincronizare denumit „dependent"). În general, informaţia de timp astfel transmisă nu poate fi utilizată şi pentru realizarea sincronizării de grup, în acest scop fiind necesară transmiterea unei informaţii de timp suplimentare, de obicei sub forma unor caractere cu o structură specială.

Dacă sistemul sincron se presupune ideal (fără perturbaţii) şi lungimea caracterelor de date este fixă, este suficientă realizarea sincronizării de grup o singură dată, la începutul transmisiunii. În sistemele reale pot apărea deplasări ale fazei semnalului recepţionat care impun refacerea sincronizării de grup. În sistemele funcţionînd cu detecţie de eroare şi reacţie de decizie (corecţie prin repetare), la detectarea unor erori se poate presupune că acestea provin sau din erori aditive sau/şi din erori de sincronizare ; ca urmare, fiecare repetare efectuată în scopul corecţiei unor erori trebuie să fie precedată de restabilirea sincronizării. Restabilirea sincronizării trebuie să înceapă prin sinfazarea generatoarelor de tact (restabilirea sincronizării de bit), urmată de restabilirea sincronizării de grup.

Din cele de mai sus rezultă că, în cazul sistemelor cu reacţie decizională, este necesară şi suficientă transmiterea unei secvenţe de sincronizare la începutul transmisiunii şi înaintea fiecărei repetări determinate de detecţia unor erori. Această secvenţă trebuie să asigure realizarea atît a sincronizării de bit cît şi a sincronizării de grup.

Din punct de vedere al protejării la perturbaţii a informaţiei transmise este important faptul că orice repetare poate avea două cauze :

— o cerere a receptorului cauzată de detecţia unor erori (repetare normală) ;

— o perturbaţie pe canalul de reacţie care transformă semnalul de „acceptare" emis de receptor în semnal de „refuz", provocînd o repetare falsă (repetare intempestivă).

Necesitatea de a elimina repetările intempestive pentru a evita duplicarea datelor impune ca orice repetare să înceapă prin o secvenţă care să poată fi recunoscută în fluxul de date.

Rezultă deci că secvenţa de început a unei repetări trebuie să respecte cerinţele impuse de : sincronizarea de bit, sincronizarea de grup şi recunoaşterea repetărilor intempestive.

În continuare se vor analiza separat cele trei cerinţe impuse secvenţei de început de repetare pentru cazul uzual în care sinfazarea generatoarelor de tact se face pe baza tranziţiilor dintre simboluri. De asemenea, se va analiza posibilitatea de a îndeplini cele trei cerinţe utilizînd un cod unic din clasa codurilor ciclice.

I. Legătura între funcţia de autocorelaţie şi proprietăţile de distanţă

Funcţia de autocorelaţie $R(j)$ a unei secvenţe binare $Y = (y_1, y_2, \ldots, y_n)$ se defineşte prin relaţia :

$$R(j) = \sum_{i=1}^{n} x_i\, x_{i+j}, \qquad (1)$$

unde $x_i = -1$ pentru $y_i = 0$ şi $x_i = 1$ pentru $y_i = 1$, iar $0 \leqslant j \leqslant n$.

Funcţia de autocorelaţie poate fi utilizată drept criteriu de apreciere a secvenţelor binare din punct de vedere al sincronizării de grup [1,2]. Funcţia de autocorelaţie se consideră optimă din acest punct de vedere dacă valorile $R(j)$ pentru $0 < j < n$ sînt minime. Evident, din relaţia (1) rezultă $R(0) = R(n) = n$.

Notînd cu Y_j secvenţa Y permutată ciclic spre stînga de j ori, relaţia (1) se mai poate scrie :

$$R(j) = A(Y, Y_j) - B(Y, Y_j), \qquad (2)$$

unde $A(Y, Y_j)$ este numărul de poziţii în care secvenţele Y şi Y_j coincid, iar $B(Y, Y_j)$ numărul de poziţii în care cele două secvenţe diferă.

Din definiţiile menţionate rezultă $A(Y, Y_j) = n - B(Y, Y_j)$ şi $B(Y, Y_j) = d(Y, Y_j)$, unde $d(Y, Y_j)$ este distanţa Hamming între secvenţele binare Y şi Y_j. Ca urmare, relaţia (2) se poate scrie:

$$R(j) = n - 2d(Y, Y_j). \quad (3)$$

Relaţia (3) demonstrează legătura existentă între funcţia de autocorelaţie a unei secvenţe binare şi distribuţia de distanţe dintre secvenţa dată şi permutările ei ciclice. Din (3) rezultă că funcţia de autocorelaţie este optimă dacă valorile distanţei între succesiunea binară şi permutările ei ciclice sînt maxime pentru lungimea dată a secvenţei.

Fie o succesiune de secvenţe binare de tipul $Y, Y, Y \ldots$ transmise în scopul realizării sincronizării de grup:

$$Y, Y, Y \ldots = y_1, y_2 \cdots y_{n-1}, y_n, y_1 \cdots$$

$$\cdots y_n, y_1 \cdots$$

În cazul unei sincronizări false, dispozitivul de detecţie a secvenţei de sincronizare recepţionează în locul secvenţei Y o secvenţă $y_i, y_{i+1} \cdots y_n, y_1, y_2 \cdots y_{i-1}$, care este deci tocmai secvenţa Y deplasată ciclic spre stînga cu i poziţii, adică este tocmai secvenţa notată Y_i. Ca urmare, probabilitatea de acceptare a unei sincronizări false este egală cu probabilitatea de decodare a secvenţei Y_i drept secvenţă Y, deci probabilitatea de sincronizare falsă este minimă dacă distanţele $d(Y, Y_i)$ sînt maxime. Se observă deci că (3) permite o interpretare directă în termeni de distanţă Hamming a optimalităţii funcţiei de autocorelaţie.

Analiza secvenţelor binare prin metoda funcţiei de autocorelaţie a condus la obţinerea unor secvenţe de sincronizare cu caracteristici optime, printre care codurile Barker şi Legendre [1, 2]. Decodarea acestor secvenţe se face cu corelatoare. De exemplu, secvenţa Barker pentru $n = 7$ este $y = 11100110$ cu funcţia de autocorelaţie:

j	0	1	2	3	4	5	6
$R(j)$	7	0	−1	0	−1	0	−1

Decodarea acestei secvenţe se poate face cu corelatorul din figura 1.

Secvenţele Barker pentru $n = 3, 7, 11$ şi secvenţele Legendre pentru $n = 17, 19, 23$ sînt prezentate în [1, 2]. În [2] se prezintă o listă de secvenţe optimale pentru $n = 7 \div 31$.

II. Metodă de construcţie a secvenţelor de sincronizare de grup pe baza codurilor ciclice

Relaţia (3) sugerează posibilitatea utilizării codurilor ciclice cu distanţă de cod mare pentru construcţia secvenţelor de sincronizare de grup.

Într-adevăr, dacă Y este un cuvînt al unui cod ciclic, Y_j aparţine aceluiaşi cod şi deci $d(Y, Y_j) \geqslant d$, unde d este distanţa minimă a codului ciclic. Rezultă:

$$R(j) \leqslant n - 2d. \quad (4)$$

Din relaţia (4) şi din proprietăţile codurilor ciclice BCH [4] rezultă că pentru orice $n = 2^m - 1$, unde n este un întreg pozitiv, există o secvenţă de sincronizare cu proprietăţi bune obţinută pe baza unui cod ciclic BCH de lungime n. Pentru $n \leqslant 255$, secvenţele obţinute cu coduri BCH sînt optimale. De exemplu, codul BCH (127,8) are $d = 63$ şi deci din (4) rezultă $R(j) \leqslant 1$, condiţie specifică secvenţelor optimale.

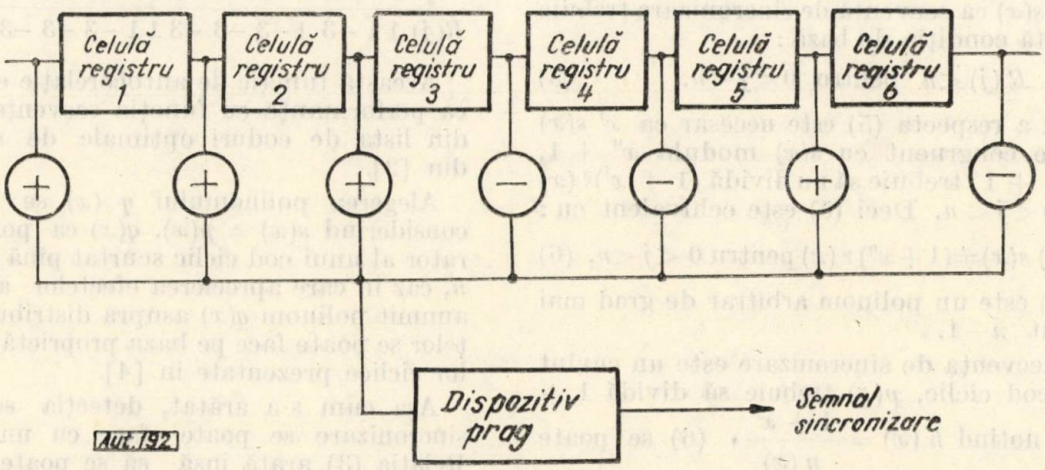


Fig. 1

De asemenea, codul BCH (15, 5) are distanţa minimă $d = 7$, de unde rezultă $R(j) \leqslant 1$.

Acest cod este generat de polinomul:

$$p(x) = x^{10} + x^8 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

şi are 31 de cuvinte nenule de forma $p(x)$. $q(x)$,

unde $q(x)$ este un polinom de grad mai mic sau egal cu patru. Oricare din aceste cuvinte se poate utiliza ca secvenţă de sincronizare. Dacă $q(x) = 1$, rezultă secvenţa 0000 101 001 101 11 şi din (1) se obţine $R(0) = 15$ şi $R(j) = -1$ pentru $j = 1, 2, \ldots, 14$. Această secvenţă face parte din lista de coduri optimale pentru sincronizare prezentată în [2], studiul secvenţelor de sincronizare pentru realizarea acestei liste fiind făcută cu ajutorul unui corelator.

Codurile BCH sînt definite numai pentru $n = 2^m - 1$ unde m este un întreg, deci codurile există numai pentru $n = 7, 15, 31, 63, 127, 255$ ş.a.m.d. Pentru $n \neq 2^m - 1$ se pot utiliza alte coduri ciclice cu proprietăţi de distanţă bune. Pentru a utiliza coduri ciclice scurtate este necesară o analiză suplimentară deoarece în acest caz dacă Y este un cuvînt de cod, Y_j nu aparţine în general aceluiaşi cod.

Pentru stabilirea unei metode generale de construcţie a secvenţelor de sincronizare pe baza codurilor ciclice se consideră un echipament de transmitere de date care utilizează pentru detecţia sau/şi corecţia erorilor un cod ciclic (n, k). Secvenţa de sincronizare poate fi generată de un polion $p(x)$ de grad $r_s < n$, secvenţa însăşi fiind $s(x) = p(x)\ q(x)$, unde $q(x)$ este un polinom de grad $n-1-r_s$. Pentru a utiliza $s(x)$ ca secvenţă de sincronizare trebuie satisfăcută condiţia de bază :

$$R(j) < n \text{ pentru } 0 < j < n. \qquad (5)$$

Pentru a respecta (5) este necesar ca $x^j\ s(x)$ să nu fie congruent cu $s(x)$ modulo $x^n + 1$, adică $x^n + 1$ trebuie să nu dividă $(1 + x^j)s(x)$ pentru $0 < j < n$. Deci (5) este echivalent cu :

$$(1+x^j)\ s(x) \neq (1+x^n)\ r(x) \text{ pentru } 0 < j < n, \qquad (6)$$

unde $r(x)$ este un polinom arbitrar de grad mai mic decît $n-1$.

Dacă secvenţa de sincronizare este un cuvînt al unui cod ciclic, $p(x)$ trebuie să dividă $1 + x^n$ şi notînd $h(x) = \dfrac{1 + x^n}{p(x)}$, (6) se poate scrie :

$$(1 + x^j)\ q(x) \neq h(x)\ r(x). \qquad (6')$$

Dacă perioada* l a polinomului $h(x)$ este mai mică decît n, luînd $r(x) = \dfrac{1 + x^l}{h(x)} q(x)$, condiţia (6') şi deci (5) nu vor fi satisfăcute pentru $j = l$. Dacă invers, l este cel puţin n, alegînd pe $q(x)$ pentru a fi relativ prim cu $h(x)$, condiţiile (6') şi (5) vor fi satisfăcute.

De fapt, s-a demonstrat următoarea propoziţie : secvenţa $s(x) = p(x)\ q(x)$ are $R(j) < n$ pentru $0 < j < n$ dacă perioada polinomului $h(x) = \dfrac{x^n + 1}{p(x)}$ este cel puţin n şi $q(x)$ este ales pentru a fi relativ prim cu $h(x)$.

Această propoziţie sugerează următoarea metodă de construcţie a codurilor ciclice pentru secvenţe de sincronizare :

— se descompune polinomul $1 + x^n$ în factori ireductibili ;

— se alege numărul minim de factori pentru a obţine un polinom $h(x)$ cu perioada cel puţin n :

— factorii rămaşi sînt utilizaţi pentru construcţia polinomului $p(x)$;

— se alege $q(x)$ relativ prim cu $h(x)$ pentru a optimiza distribuţia de distanţe $d(Y, Y_j)$.

De exemplu, fie $n = 17$. Atunci :

$$x^{17} + 1 = (x + 1)\ (x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + x + 1)\ (x^8 + x^5 + x^4 + x^3 + 1).$$

Alegînd $h(x) = x^8 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$, rezultă $p(x) = x^9 + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$ şi pentru $q(x) = x^2 + 1$ rezultă :

$$s(x) = p(x)\ q(x) = x^{11} + x^9 + x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + x^2 + 1,$$

cu funcţia de autocorelaţie :

j	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$R(j)$	1	1	−3	1	−3	−3	−3	1	1	−3	−3	−3	1	−3	1	1

Această funcţie de autocorelaţie este similară ca performanţe cu funcţia secvenţei cu $n = 17$ din lista de coduri optimale de sincronizare din [2].

Alegerea polinomului $q(x)$ se poate face considerînd $s(x) = p(x)$. $q(x)$ ca polinom generator al unui cod ciclic scurtat pînă la lungimea n, caz în care aprecierea efectelor alegerii unui anumit polinom $q(x)$ asupra distribuţiei distanţelor se poate face pe baza proprietăţilor codurilor ciclice prezentate în [4].

Aşa cum s-a arătat, detecţia secvenţei de sincronizare se poate face cu un corelator. Relaţia (3) arată însă să se poate utiliza cu acelaşi rezultat o coincidenţă cu n intrări. Coincidenţa va sesiza momentul în care $d(Y, Y_j) = 0$, deci $R(j) = n$.

III. Timpul de sincronizare

Timpul de sincronizare poate fi definit ca intervalul de timp cuprins între momentul apariţiei la intrarea receptorului a mesajului de sincronizare şi momentul realizării sincronizării de bit şi de grup ; ca urmare [5] :

$$t_{sin} = t_{sinb} + t_{sing} = \frac{e_{OM}\ T}{C\ \beta_m - \dfrac{\Delta f}{f}} + t_{sing} \qquad (7)$$

* Perioada polinomului $h(x)$ este cel mai mic întreg pentru care $h(x)$ divide pe $x_p + 1$.

unde :

t_{sinb} este timpul de sincronizare de bit pentru sistemul de sincronizare bazat pe tranziţiile între simboluri ;

t_{sing} — timpul de sincronizare de grup ;

e_{OM} — defazajul iniţial maxim posibil al generatoarelor de tact de emisie şi recepţie ;

$\frac{\Delta f}{f}$ — decalajul maxim de frecvenţă între generatoarele de tact de emisie şi recepţie ;

β_m — densitatea medie de tranziţii din mesajul de sincronizare, exprimat în tranziţii/simbol ;

T — durata unui simbol ;

C — pasul de corecţie al dispozitivului de sincronizare pe tranziţii, raportat la durata unui simbol T.

Sistemul de sincronizare pe tranziţii lucrează efectuînd o corecţie pe durata fiecărui simbol elementar [5]. Distorsiunea introdusă de sistemul de sincronizare, definită ca diferenţa de fază între generatoarele de la emisie şi recepţie, raportată la durata unui simbol (interval elementar), este maximum $\pm\frac{C}{2}$. Rezultă că pasul de corecţie trebuie ales ca un compromis între t_{sinb} şi distorsiune, singurul parametru care poate fi utilizat pentru minimizarea lui t_{sinb} rămînînd β_m.

Valoarea maximă a lui β_m este $\beta_m = 1$ şi se obţine în cazul unor succesiuni alternate de simboluri 1 şi 0 de tipul 101010.... Se observă că aceste succesiuni au o funcţie de corelaţie necorespunzătoare utilizării pentru sincronizare de grup ; într-adevăr pentru o astfel de succesiune $R(0) = R(2) = R(2k) = n$.

Secvenţele optimale din punct de vedere al sincronizării de grup au, în general, β_m cuprins în gama 0,4 — 0,6. Astfel, de exemplu, secvenţa corespunzătoare codului BCH (15,5) are $\beta_m = 0{,}55$, iar secvenţa găsită în exemplul pentru $n = 17$ are $\beta_m = 0{,}47$. Ca urmare, utilizarea unei astfel de secvenţe pentru sincronizarea de bit conduce practic la dublarea tipului de sincronizare de bit.

Timpul de sincronizare de grup în absenţa erorilor este egal cu durata unui caracter. În prezenţa erorilor poate lua valori corespunzătoare duratei unui număr întreg de caractere cu probabilităţi care depind de probabilitatea de eroare. Aceasta în cazul unui sistem simplu în care caracterul de sincronizare se acceptă direct. În cazul unui sistem cu logică majoritară „m din n", durata de sincronizare de grup în absenţa erorilor este egală cu durata a m caractere.

IV. Detecţia erorilor de sincronizare şi a sincronizărilor intempestive

Detecţia erorilor de sincronizare de grup în sistemele utilizînd coduri ciclice detectoare de eroare se poate face prin modificarea codului ciclic [3, 4]. O metodă simplă şi eficace este inversarea la emisie a ultimului simbol de control. Prin aceasta se asigură detecţia alunecărilor de sincronizare de $\pm$ 1 simbol. Modificarea codului ciclic se efectuează prin adunarea la fiecare cuvînt de cod a unui polinom de modificare fix $m(x)$. La recepţie, decodarea se face prin împărţire la polinomul generator al codului, restul împărţirii în cazul transmiterii corecte fiind identic cu restul împărţirii polinomului $m(x)$ la polinomul generator (spre deosebire de codul ciclic nemodificat pentru care restul este 0). În cazul modificării prin inversarea ultimului simbol de control, evident $m(x) = 1$.

Modificarea codului ciclic permite în plus deosebirea emisiei de caractere nule de stările de defect ale echipamentului : caracterul nul se emite în linie sub forma polinomului de modificare, iar la recepţie caracterele de date sînt considerate corecte dacă decodarea are ca rezultat restul corespunzător polinomului de modificare.

Prin modificarea codului ciclic, alunecările de sincronizare sînt detectate fără a putea să fie separate de erorile aditive. Ambele tipuri de erori se manifestă prin obţinerea, ca rezultat al decodării, a unui polinom diferit de restul corespunzător polinomului de modificare $m(x)$. De exemplu, în cazul modificării prin inversarea ultimului simbol de control, în lipsa erorilor rezultatul decodării este 000....0001, orice abatere de la acest rezultat fiind interpretată ca o eroare (aditivă sau de sincronizare).

În această situaţie, detecţia sincronizărilor intempestive este posibilă dacă restul $m_s(x)$ al împărţirii polinomului $s(x)$ prin polinomul generator al codului $g(x)$ este diferit de restul corespunzător polinomului de modificare $m(x)$. Sesizarea sincronizării intempestive se poate face prin o coincidenţă cu $n-k$ intrări, coincidenţă la ieşirea căreia se obţine semnal dacă pe intrări se aplică simbolurile corespunzătoare coeficienţilor polinomului $m_s(x)$.

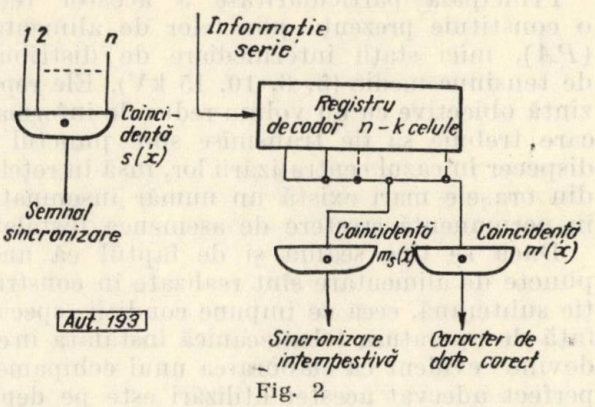


Fig. 2

În figura 2 se prezintă o schemă bloc simplificată a părţii de decodare cuprinzînd soluţiile descrise.

V. Concluzii

Pe baza legăturii demonstrate între funcţia de autocorelaţie a unei secvenţe binare şi distribuţia de distanţe a permutărilor ciclice ale secvenţei, s-a prezentat o metodă de construcţie a secvenţelor de sincronizare de grup pe baza codurilor ciclice.

Utilizarea aceleiaşi secvenţe în vederea sincronizării de bit conduce la creşterea timpului de sincronizare de bit cca. 2 ori, avînd însă drept avantaj simplificarea echipamentului.

Prin alegerea corespunzătoare a secvenţei de sincronizare de grup se poate asigura detecţia repetărilor intempestive fără a se utiliza redondanţă suplimentară.

Un avantaj esenţial al metodei prezentate de construcţie a secvenţelor de sincronizare este posibilitatea de căutare sistematică, pentru orice valoare a lui n, a unor secvenţe cu performanţe ridicate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Brana, C. Brana, V. *Transmiterea informaţiei numerice*, vol. 2, p. 55 — 133. Bucureşti, Ed. tehnică, 1970.

[2] Hawkes, T. A. *Synchronisation de format des télémesures P. C. M.* În : L'onde électrique, nr. 489, dec 1967, p. 1401 — 1413.

[3] Levy, J. E. *Selfsynchronizing codes derived from binary cyclic codes.* În : IEEE trans. on inf. theory, iul. 1965.

[4] Cuperman, V. *Detecţia erorilor de transmitere cu coduri ciclice.* În : Telecomunicaţii, nr. 4, 1969.

[5] Weissman, Em. *Sisteme de sincronizare utilizînd tranziţiile dintre simboluri.* Comunicare la a doua conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 1969.

Ing. LIONEL VAISMAN

Echipament de telesemnalizare şi telemăsură ciclică numerică pentru reţelele electrice urbane

În urma elaborării şi producerii în cadrul Ministerului Energiei Electrice a unor tipuri moderne de echipamente de telemecanică a devenit posibilă introducerea pe scară largă a acestei tehnici înaintate în diferite domenii ale energeticii.

Amenajarea unor puncte de dispecer pentru conducerea centralizată a mai multor staţii de transformare sau a hidrocentralelor dispuse pe acelaşi curs de apă a stimulat interesul întreprinderilor de electricitate pentru realizări asemănătoare destinate reţelelor de distribuţie a energiei electrice în oraşele mari şi, în primul rînd, în Bucureşti.

Principala particularitate a acestor reţele o constituie prezenţa punctelor de alimentare (*PA*), mici staţii intermediare de distribuţie de tensiune medie (5, 6, 10, 15 kV). Ele reprezintă obiective cu un volum redus de informaţii care trebuie să fie transmise spre punctul de dispecer în cazul centralizării lor, însă în reţelele din oraşele mari există un număr însemnat şi în permanentă creştere de asemenea instalaţii.

Dacă se ţine seamă şi de faptul că unele puncte de alimentare sînt realizate în construcţie subterană, ceea ce impune condiţii speciale faţă de aparatura telemecanică instalată în ele, devine evident că elaborarea unui echipament perfect adecvat acestei utilizări este pe deplin justificată. În cele ce urmează se vor expune succint premisele de la care s-a pornit, principiile adoptate pentru elaborare şi schemele bloc ale echipamentului denumit TELEPAL, destinat TELEmecanizării Punctelor de ALimentare din reţelele urbane. La realizarea lui au adus o contribuţie valoroasă ing. C. Dan, E. Lifigin, F. Luzi, tehn. C. Tănase, M. Lingner.

I. Premisele adoptate în elaborarea echipamentului

Echipamentul *TELEPAL* a fost conceput pornindu-se de la o serie de premise adoptate împreună cu proiectanţii punctelor de dispecer care se vor realiza în primul rînd în Bucureşti. Cele mai importante dintre acestea sînt :

1. Principalele informaţii care-l interesează pe dispecer sînt cele de supraveghere — telesemnalizări şi telemăsuri. Telecomanda aparatajului de comutaţie nu apare ca oportună; singurele informaţii de acest gen care pot apărea în legătură cu comanda iluminatului public sînt în număr atît de redus încît transmiterea lor nu necesită în nici un caz procedee de codificare. Pentru informaţiile de supraveghere este util un volum de cinci semnalizări (deranjament, avarie, funcţionare *AAR*, poziţia contactorului de iluminat, confirmarea funcţionării cascadei) şi opt măsuri de curenţi pe plecările de la barele *PA* (distribuitoare). Telemăsurile, de tipul la cerere, permit şi identificarea distribuitorului declanşat, anunţată prin semnalizarea generală de avarie.

2. Dat fiind numărul însemnat şi în continuă creştere de puncte de alimentare în oraşe, trebuie urmărită o maximă economie de materiale în schema echipamentului din punctul de alimentare şi la părţile individuale ale terminalului de la punctul de dispecer. Într-adevăr, pentru o justă apreciere a aspectului economic al problemei, nu trebuie uitat că un transistor economisit în părţile citate ale echipamentului reprezintă în realitate N transistoare, unde N

este numărul de puncte de alimentare din reţeaua urbană. Anticipînd, se poate arăta că pentru Bucureşti, de exemplu, la nivelul anului 1980, reducerea unui transistor din schema de emisie adoptată pentru PA conduce, pe ansamblul oraşului, la o economie echivalentă cu patru asemenea emiţătoare.

3. O mare parte din punctele de alimentare fiind subterane, cu acces printr-o trapă de dimensiuni reduse, ar fi foarte dificil de executat lucrări de întreţinere la echipamentul de telemecanică din *PA*. De aceea construcţia terminalului din punctul de alimentare trebuie astfel concepută încît la apariţia unui defect el să poată fi uşor înlocuit cu un echipament de rezervă, iar remedierea defectului să se execute în condiţii de laborator.

4. Deoarece echiparea cu mijloace telemecanice a punctelor de alimentare se desfăşoară în permanenţă, concomitent cu dezvoltarea reţelei, principiile de bază ale echipamentelor trebuie să ţină seama de cea mai bună perspectivă cu putinţă, astfel încît îmbătrînirea morală, inevitabilă, să afecteze componentele şi nu structura adoptată.

De aceea dacă, de exemplu, modul numeric de exprimare şi transmitere a telemăsurilor poate apărea astăzi prea pretenţios, este cert că peste un deceniu el va constitui o exigenţă banală din partea utilizatorului.

Pornind de la aceste premise s-a ales structura echipamentului descrisă mai jos.

II. Principiile de bază ale echipamentului

Echipamentul tip *TELEPAL* serveşte pentru transmiterea de informaţii de telesemnalizare şi telemăsură numerică de la o serie de instalaţii electrice distribuite, de genul punctelor de alimentare (*PA*) din reţelele urbane, spre un punct central (*PC*) de supraveghere. Fiecare *PA* este legat printr-un canal propriu cu *PC*, adică reţeaua de telecomunicaţii are un caracter radial.

Terminalele echipamentului montate în fiecare *PA* funcţionează ciclic, în permanenţă şi-şi transmit informaţiile în mod independent spre *PC*. Postul de la punctul de supraveghere constă în două subansambluri complet independente; blocul de recepţie a telesemnalizărilor (*BTS*) şi blocul de recepţie a telemăsurilor (*BTM*).

Echipamentul *TELEPAL* reprezintă o fructificare a principiilor echipamentului de telesemnalizare şi telemăsură ciclică numerică tip TELECIN, îndelung verificat în exploatare [1], principii adaptate la condiţiile din reţelele electrice urbane [2].

Fiecare *PA* transmite spre *PC* informaţiile cu caracter binar (semnale logice 0 şi 1), în formă de impulsuri de frecvenţă, cu ajutorul unei aparaturi telegrafice folosite şi în celelalte tipuri utilizate în reţea, inclusă în echipament şi care funcţionează cu viteza de 100 Bd. Ciclul fiecărui terminal de *PA* constă în patru grupe (denumite termeni) de cîte şase intervale elementare de timp (denumite momente). La viteza telegrafică arătată, durata unui moment este de 10 ms şi, corespunzător, a ciclului, de 0,24 s.

Primul termen din ciclu, purtător de informaţii 1 pe toate cele şase momente ale sale, serveşte pentru sincronizarea terminalului de la *PC* cu cel din *PA*. În al doilea termen, primul moment prezintă întotdeauna informaţie 0, iar următoarele cinci momente transmit un număr corespunzător de semnalizări în cod de poziţie; adică fiecare moment este afectat unui anumit contact de telesemnalizare din *PA* şi, după cum acesta este închis sau deschis, prin momentul respectiv se transmite semnal 1 sau 0. Al treilea termen conţine întotdeauna informaţii 0 şi 1, respectiv în momentele sale 1 şi 2, folosite tot în scopuri de sincronizare. Momentele 3, 4 şi 5 sînt afectate adreselor de telemăsură, exprimate în cod binar natural cu trei cifre, în ordinea 2^2, 2^1, 2^0. Ultimul moment este purtător de informaţie 0. În sfîrşit, termenul al patrulea transmite, prin primele sale cinci momente, valoarea instantanee a telemăsurii (corespunzătoare adresei) exprimată numeric prin cinci cifre binare naturale, în ordinea 2^4, 2^3, 2^2, 2^1, 2^0, ultimul său moment fiind purtător de informaţie 0. Structura ciclului astfel descris este ilustrată de figura 1, în care *S* sînt informaţii de semnalizare, *A* de adresă şi *M* de măsură.

Exprimarea telemăsurilor prin numai cinci cifre binare asigură o precizie suficientă pentru controlul curenţilor pe distribuitoare şi reduce corespunzător costul convertorului analog-numeric din emiţătorul din *PA*.

Echipamentul *TELEPAL* trebuie să transmită pînă la opt telemăsuri din fiecare PA.

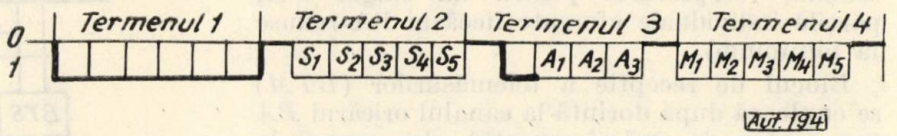


Fig. 1. Ciclul emiţătorului *TELEPAL*.

Pentru a nu scumpi însă instalaţia şi folosind viteza mare de transmisie s-a adoptat soluţia ca aceste telemăsuri să fie transmise consecutiv, cîte una în fiecare ciclu. Adresa defineşte mărimea măsurată. Blocul de recepţie a telemăsurilor conţine opt memorii finale. Este suficient ca el să fie cuplat la canalul unui *PA* pe o durată de circa 2 s (mai exact 8 ×0,24 s) pentru

ca în memoriile lui să se înregistreze cele opt telemăsuri. Conţinutul tuturor memoriilor este reînnoit cu aceeaşi periodicitate, adică ele redau fidel (întîrzierea de 2 s este practic neglijabilă) variaţia tuturor parametrilor controlaţi.

În afara economiilor de materiale şi de informaţii în mesaj, cu acest mod de transmisie se obţine şi o considerabilă simplificare a traficului, deoarece printr-o singură operaţie, de cuplare a receptorului la canal, se capătă toate informaţiile din *PA*. Volumul de cereri de telemăsură se reduce astfel de opt ori.

Exprimarea celor opt adrese se face de asemenea în cod binar natural, în modul arătat mai sus.

Adoptarea modului numeric de exprimare pentru valoarea şi adresa telemăsurii lasă deschisă posibilitatea cooperării echipamentului *TELEPAL* cu cele mai moderne mijloace de prelucrare a datelor.

Blocul de recepţie a telesemnalizărilor (*BTS*) este cuplat în mod automat, rînd pe rînd, la canalul telegrafic al cîte unui *PA*. El rămîne cuplat pînă la recepţionarea termenului 1 de sincronizare şi apoi a termenului 2 cu informaţii de telesemnalizare. După recunoaşterea semnalului lung de şase momente, care-l sincronizează cu terminalul de la *PA*, cele cinci informaţii de telesemnalizare sînt înregistrate într-un număr corespunzător de memorii finale, afectate respectivului *PA*. Apoi *BTS* este cuplat la canalul *PA* următor ş.a.m.d. După parcurgerea întregului ciclu de comutări-cuplări consecutive la toate cele pînă la 16 canale, în memoriile finale ale *BTS* sînt înscrise toate informaţiile din *PA* şi procesul se repetă în permanenţă, în modul arătat.

Funcţionînd în acest mod, BTS redă la *PC*, fidel şi cu o întîrziere practic neglijabilă (valoarea acesteia este dată în anexa 1), starea obiectelor telesemnalizate din cele pînă la 16 *PA*. Soluţia se înscrie în cerinţa generală de economicitate, simplificînd considerabil atît posturile din *PA* (mult mai simple ca logică, deoarece sînt fără sincronizare forţată şi cu canal telegrafic simplex), cît şi pe cel de la *PC* (logică simplă, părţile comune reduse aproape la schema receptorului pentru un singur *PA*, părţile individuale aferente fiecărui PA reduse la minimum).

Blocul de recepţie a telemăsurilor (*BTM*) se cuplează după dorinţă la canalul oricărui *PA* (pe partea de audiofrecvenţă), dar numai la unul o dată. El este un receptor ciclic banal, variantă foarte simplificată a tipului *TELECIN*. Din momentul cuplării, el începe să recepţioneze informaţiile din ciclurile consecutive emise de la *PA*. Pe cele de telesemnalizare din termenul 2 nu le reţine, prelucrînd numai pe cele din termenii 3 şi 4. Informaţiile din termenul 4 sînt înscrise în cîte una dintre cele opt memorii finale, în funcţie de adresa indicată de termenul 3.

Pentru ca atît *BTS* cît şi BTM să funcţioneze corect, este desigur necesară o sincronizare riguroasă între schemele lor secvenţiale de recepţie şi cele de emisie din *PA*.

Aceasta se realizează în sistemul start-stop. La emisie ca şi la recepţie există generatoare de impulsuri cu frecvenţă stabilă, care reprezintă baza de timp pentru desfăşurarea ciclului. Generatoarele de impulsuri de la recepţie (din *BTS* şi *BTM*) sînt repuse periodic în fază cu cele din *PA* de către termenul 1 de sincronizare, precum şi de orice front (schimbare de semnal de la 1 la 0 sau de la 0 la 1) din mesaj. În cazul limită în care toate informaţiile utile din mesaj ar fi 0, o refazare are totuşi loc datorită trecerii de la 0 la 1 de la începutul momentului al doilea din termenul 3, prevăzută special în acest scop.

În urma adoptării acestui sistem s-au redus exigenţele faţă de stabilitatea frecvenţei generatoarelor de impulsuri din *PA*, *BTS* şi *BTM*, care au putut fi realizate după o schemă simplă, cu materiale uzuale.

Realizarea părţii de la *PC* în forma a două terminale complet independente conduce la economii apreciabile, în cazurile de configuraţie a reţelei care permit utilizarea unui singur *BTM* pentru mai multe echipamente.

III. Modurile de utilizare a echipamentului TELEPAL

În cazul cel mai simplu, reprezentat în figura 2, *PC* este dispus chiar în staţia de unde sînt alimentate *PA* (legăturile de *IT* sînt desenate cu linii groase). *BTS* este legat cu cîte un canal simplex, fizic sau fictiv, cu fiecare dintre *PA*. *BTM* poate fi cuplat la oricare din acestea cu ajutorul unui comutator, scheme cu relee ş. a., reprezentate în figură în formă de contacte normal deschise.

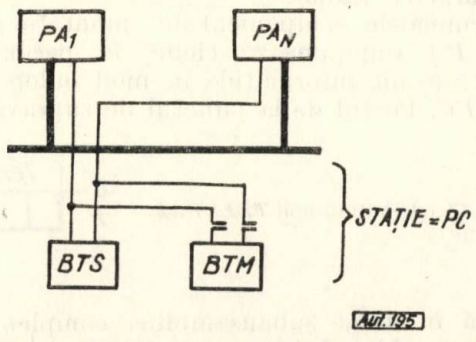


Fig. 2. Utilizarea echipamentului *TELEPAL* pentru controlul mai multor *PA* din staţia lor de alimentare.

Dacă *PC* este dispus în afara staţiei, în varianta din figura 3, este necesară prelungirea canalelor fiecărui *PA* de la staţie la *PC*. Aceasta

se poate realiza fizic prelungind fiecare pereche din *PA* cu cîte o pereche dintr-un cablu multifilar aşezat între staţie şi PC sau recurgînd la o diviziune în frecvenţă pe o singură pereche între staţie şi *PC* cu aparataj corespunzător

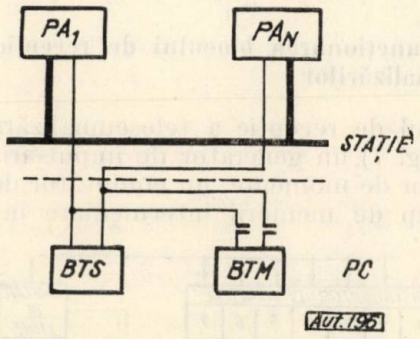


Fig. 3. Utilizarea echipamentului *TELEPAL* pentru controlul mai multor *PA* de la un *PC* dispus în afara staţiei lor de alimentare.

de telegrafie armonică. Este, desigur, posibilă şi diviziunea în timp cu ajutorul unui echipament de telemecanică, caz reprezentat în forma lui cea mai amplă în figura 4.

Aici de la *PC* sînt supravegheate mai multe staţii.

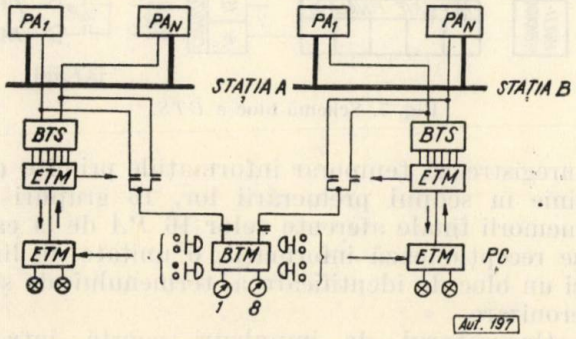


Fig. 4. Utilizarea echipamentului *TELEPAL* pentru controlul PA din mai multe staţii de la un *PC* comun.

În fiecare staţie se montează cîte un *BTS* care centralizează informaţiile de telesemnalizare recepţionate de la terminalele TELE*PAL* din *PA*. Acestea sînt retransmise spre *PC* prin sensul de supraveghere al unui echipament de telemecanică, notat cu *ETM* în figura 4 (el poate fi, de exemplu, de tipul *TELESTAT*). Acest echipament este necesar în orice caz pentru supravegherea instalaţiilor din staţie (este cu totul improbabil ca la *PC* să intereseze numai informaţiile din *PA* şi de loc cele din staţie) şi introducerea într-însul şi a telesemnalizărilor din *PA* reprezintă numai o mărire de volum care-i măreşte relativ puţin costul.

Telemăsura din *PA* poate fi realizată cu un singur *BTM*, comun pentru toate staţiile şi legat cu cîte un canal (fizic sau fictiv) cu acestea. Cererea telemăsurilor dintr-un *PA* se introduce în sensul de comandă al *ETM* respectiv. Comanda este executată în staţie şi cuplează canalul spre *BTM* cu canalul *PA* cerut. *BTM* afişează pe durata dorită, concomitent, toate cele opt telemăsuri din *PA*. Economicitatea soluţiei cu un singur *BTM* la *PC* este evidentă.

IV. Funcţionarea emiţătorului din PA

Emiţătorul din *PA* conţine (fig. 5) un multivibrator care reprezintă baza de timp, un distribuitor de momente care comandă succesiunea transmiterii informaţiilor din momente, un distribuitor de termeni prin care se realizează succesiunea termenilor în ciclu, un distribuitor

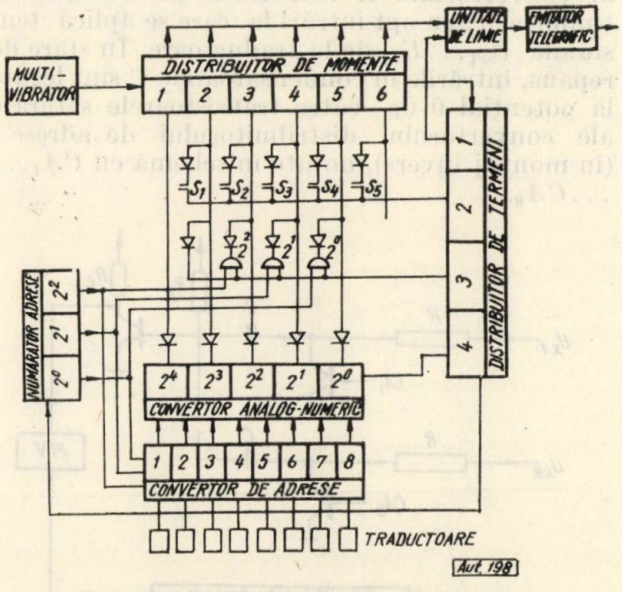


Fig. 5. Schema bloc a emiţătorului din *PA*.

de adrese care asigură emiterea consecutivă în cicluri succesive a celor pînă la opt telemăsuri, un convertor analog-numeric pentru exprimarea lor numerică, elemente de introducere şi transmisie a informaţiilor.

Multivibratorul, cu frecvenţa de 100 Hz, atacă distribuitorul de momente, conectat în cascadă cu celelalte. Toate distribuitoarele sînt realizate din numărătoare binare şi convertoare binar-zecimale, însă pentru simplificare în schema bloc, acolo unde nu era esenţial pentru funcţionare, au fost reprezentate ca un singur element.

Pe toată durata în care distribuitorul de termeni se găseşte pe pasul său 1, în linie se emite semnal 1, realizîndu-se astfel termenul de sincronizare. Pe pasul 2, el aplică potenţial la contactele care se telesemnalizează, astfel încît prin momentele corespunzătoare contactelor închise se transmite semnal 1.

Pe pasul 3 al distribuitorului de termeni în momentele 1 şi 2 se transmite în mod obligatoriu succesiunea de semnale 0—1, folosită pentru resincronizare, iar în următoarele trei

momente codul transmis în linie redă conţinutul numărătorului distribuitorului de adrese. În ultimul moment al termenului 3 are loc conversia analog-numerică a mărimii de ieşire de la traductorul definit prin adresă.

Numărul binar care exprimă valoarea telemăsurii este transmis pe pasul 4 al distribuitorului de termeni. O dată cu începerea unui nou ciclu de emisie, numărătorul de adrese este avansat cu o unitate şi asigură astfel transmiterea următoarei telemăsuri.

În cadrul premisei generale de economicitate maximă, convertorul analog-numeric a fost realizat pe principiul tensiune-timp cu o schemă extrem de simplă (fig. 6). Elementul principal al convertorului îl constituie un element de timp clasic, cu opt intrări la care se aplică tensiunile $U_{x1} \ldots U_{x8}$ de la traductoare. În stare de repaus, intrările în condensatoarele C sînt legate la potenţial 0 de către transistoarele saturate ale convertorului distribuitorului de adrese (în montaj invers), notate în schemă cu $CA_1 \ldots CA_8$.

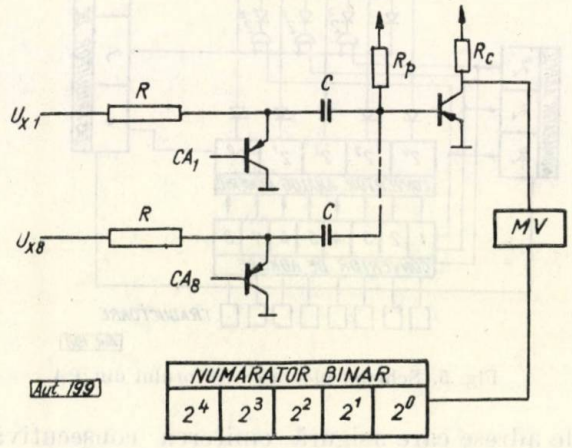


Fig. 6. Principiul conversiei analog-numerice.

La intrarea pe pasul 3 al distribuitorului de termeni se blochează transistorul CA_i care exprimă în formă zecimală numărul înscris în numărătorul de adrese. Condensatorul C aferent se încarcă pînă la tensiunea dată de traductorul respectiv.

La începutul ultimului moment al termenului 3, transistorul CA_i se saturează din nou. Saltul pozitiv de tensiune care se transmite spre baza elementului de timp, egal cu tensiunea U_{xi}, provoacă blocarea acestuia pentru un interval de timp proporţional. Pe aceeaşi durată, un multivibrator face să avanseze un numărător binar cu cinci celule.

Numărul înscris în acesta exprimă, în formă binară, valoarea mărimii telemăsurate, transmisă prin termenul 4.

Folosind, atît pentru elementul de timp cît şi pentru multivibrator, rezistenţe şi condensatoare omogene, se obţine o compensare reciprocă, astfel încît ambele sînt realizate cu scheme uzuale, foarte simple. Pe de altă parte, convertorul reprezentînd o sarcină practic neglijabilă pentru traductoare, pentru acestea s-a recurs de asemenea la o schemă simplificată la maximum (redresare monoalternanţă, putere redusă etc.).

V. Funcţionarea blocului de recepţie a telesemnalizărilor

Blocul de recepţie a telesemnalizărilor conţine (fig. 7) un generator de impulsuri, un distribuitor de momente, un comutator de canale, un grup de memorii intermediare în care se

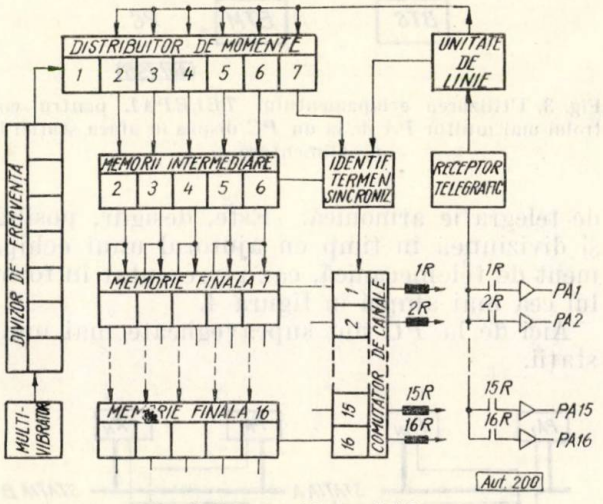


Fig. 7. Schema bloc a *BTS*.

înregistrează temporar informaţiile primite din linie în scopul prelucrării lor, 16 grupuri de memorii finale aferente celor 16 *PA* de la care se recepţionează informaţii, o unitate de linie şi un bloc de identificare a termenului de sincronizare.

Generatorul de impulsuri constă într-un multivibrator stabil cu frecvenţă de 12,8 kHz, care atacă un divizor de frecvenţă cu şapte celule. Ştergerea pe scurtă durată a acestuia, de către tranziţiile dintre semnalele din cod, are drept efect refazarea bazei de timp din *BTS* cu cea de la emiţătorul cu care este cuplat.

Comutatorul de canale este în esenţă un distribuitor în inel, cu 16 paşi. Ieşirile lui comandă, pe de o parte, relee cu contacte ermetizate, care cuplează (în audiofrecvenţă) canalele de la *PA* la receptorul telegrafic al *BTS*, iar pe de altă parte, intrările de transfer ale memoriilor finale.

Dacă comutatorul de canale se găseşte, de exemplu, pe pasul său 1, receptorul telegrafic este cuplat cu canalul *PA*1. Atunci cînd în mesajul recepţionat apare termenul de sincronizare, blocul de identificare îl constată şi permite ca informaţiile conţinute în termenul 2 (de telesemnalizare) să fie introduse de către distribuitorul de momente în memoriile inter-

mediare. În primul moment al termenului următor (pasul 7 al distribuitorului de momente) ieşirea pasului 1 al comutatorului de canale comandă transferul informaţiilor din memoriile intermediare în memoria finală afectată PA1. După aceea, comutatorul este avansat cu un pas şi are loc în mod similar recepţionarea informaţiilor de semnalizare de la *PA*2 ş. a. m. d.

În cazul cel mai general, ieşirile memoriilor finale sînt citite, prin mijloace statice, de către echipamentul care asigură retransmiterea lor spre *PC* (fig. 4). Dacă *BTS* este instalat chiar în staţia unde este amplasat *PC*, ieşirile lui comandă direct organele de afişaj dorite (relee, lămpi).

În *BTS* mai sînt prevăzute, fără a fi figurate în schema bloc, elemente de protecţie împotriva opririi comutatorului pe unul sau mai multe canale defectate, de control al sincronismului, de vizualizare a codului recepţionat de la fiecare *PA*, aparate de supraveghere şi control.

VI. Funcţionarea blocului de recepţie a telemăsurilor

Blocul de recepţie a telemăsurilor conţine (fig. 8) un generator de impulsuri identic cu cel din *BTS*, un distribuitor de momente, un distribuitor de termeni, un grup de memorii intermediare, opt grupuri de memorii finale de telemăsură, un grup de memorii finale de

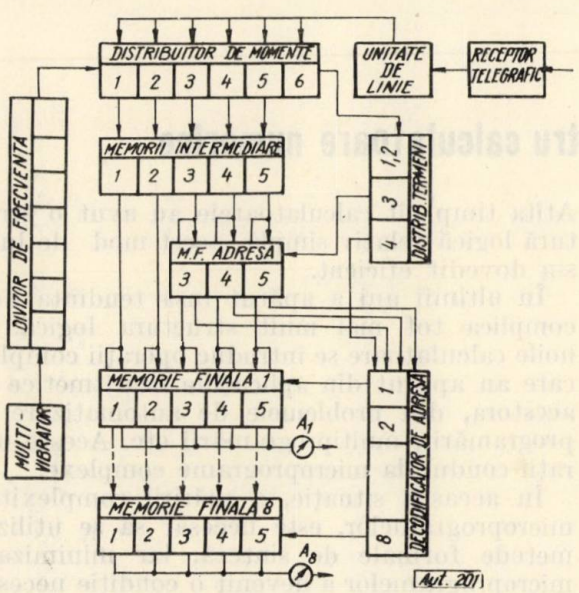


Fig. 8. Schema bloc a *BTM*.

adresă care comandă un decodificator de adresă, blocuri de recepţie a informaţiilor din linie.

Atunci cînd *BTM* este cuplat cu canalul de la un PA, după recunoaşterea termenului de sincronizare care pune în fază baza de timp de recepţie cu cea de la emiţător, distribuitorul de momente începe să introducă în memoriile intermediare informaţiile recepţionate din linie. Pe termenii 1 şi 2 acestea nu sînt prelucrate mai departe.

Informaţiile de adresă din termenul 3 sînt transferate, în forma lor binară, în memoria finală aferentă. Conţinutul acesteia este trecut în exprimarea zecimală de către decodificatorul de adrese.

Informaţiile de telemăsură din termenul 4, care reprezintă valoarea numerică a mărimii definite prin adresa transmisă în termenul anterior, sînt transferate la sfîrşitul ciclului în memoria finală corespunzătoare adresei. Memoriile finale de telemăsură atacă reţele rezistive de decodificare numeric-analogică, care comandă aparatele de afişare.

În *BTM* mai sînt prevăzute elemente care aduc pe zero aparatele indicatoare atunci cînd blocul nu este cuplat cu nici un *PA*, dispozitive de protecţie, control şi vizualizare a codului etc.

VII. Indici economici ai echipamentului

Prin adoptarea soluţiilor descrise mai sus, caracterizate în esenţă prin : funcţionarea ciclică a posturilor din *PA*, cu sens unilateral de circulaţie a informaţiilor (fără dialog cu *PC*) ; transmiterea consecutivă, cîte una în fiecare ciclu, a telemăsurilor exprimate, numeric ; separarea părţilor de recepţie a semnalizărilor şi măsurilor, s-a obţinut o remarcabilă economicitate a echipamentului.

Pentru a elimina erorile introduse de variaţiile de costuri, economicitatea este exprimată în modul cel mai obiectiv prin numărul de transistoare utilizate în partea logică a fiecărui terminal al echipamentului.

Astfel, în emiţătorul din *PA* se utilizează 77 de transistoare, ceea ce, împreună cu soluţiile extrem de simple adoptate pentru alimentare şi emiţătorul telegrafic, a permis realizarea lui sub forma unei cutii metalice cu dimensiunile de 340 × 525 × 130 mm.

În blocul de recepţie a telesemnalizărilor, complet echipat pentru 16 puncte de alimentare, şi în ipoteza cea mai defavorabilă în care memoriile lui finale acţionează relee de 2 W, sînt utilizate 450 de transistoare. Partea logică respectivă ocupă două sertare de tipul folosit în sistemul modularizat de echipamente IRME [3]. Ele pot fi amplasate şi alimentate în interiorul echipamentului care transmite informaţiile din staţia de transformare controlată spre PC (de obicei de tipul *TELESTAT*).

Blocul de recepţie a telemăsurilor, complet echipat pentru opt telemăsuri, afişate analogic concomitent pe un număr corespunzător de aparate indicatoare, consumă 230 de transistoare, care ocupă un sertar tipizat.

Din motive de siguranţă se prevăd cîte două *BTM* la un punct de dispecer, alimentate independent şi funcţionînd separat, dar amplasate

constructiv în acelaşi dulap metalic. În caz de defectare, operatorul separă manual blocul în cauză, cel cu funcţionare normală preia şi telemăsurile afişate pînă atunci de cel avariat.

Pornindu-se de la aceste date se poate arăta că, pentru supravegherea a 16 puncte de alimentare conectate la barele unei staţii, amenajată şi ca *PC*, este necesar un consum de tranzistoare practic echivalent cu cel dintr-un echipament de tip *TELEMARC*, folosit curent la telemecanizarea centralelor hidroelectrice [4].

Aceşti indici economici foarte favorabili sînt un rezultat firesc al perfectei adecvări a echipamentului de telemecanică la condiţiile tehnologice de utilizare.

ANEXĂ

Determinarea întîrzierii în redarea informaţiilor de telesemnalizare

Întîrzierea dintre schimbarea stării unui contact supravegheat din *PA* şi înregistrarea ei în memoria finală corespunzătoare constă în două componente : timpul T, care se scurge de la schimbarea de stare şi pînă cînd *BTS* este cuplat la canalul *PA* în cauză, şi timpul t, care se scurge din momentul cuplării la canal şi pînă la înscrierea noii informaţii în memoria finală. Amîndoi aceşti timpi sînt variabili între o valoare minimă şi una maximă.

Timpul t este minim atunci cînd cuplarea la *PA* în cauză se face exact la începutul termenului 1 din ciclul emis. În acest caz, la sfîrşitul termenului 2, în memoria finală sînt înscrise din nou toate informaţiile de telesemnalizare. Deci $t_{min}=0{,}12$s.

Timpul t este maxim atunci cînd cuplarea se face la începutul celui de al doilea moment al termenului 1, astfel încît acesta nu mai poate fi recunoscut ca semnal de sincronizare de către *BTS*. El rămîne cuplat tot restul ciclului (0,23 s) şi de abia după terminarea lui începe recepţia primilor doi termeni în modul descris mai sus, după 0,12 s. Deci $t_{max}= 0{,}23 + 0{,}12 = 0{,}35$ s.

Valoarea minimă a lui T este desigur $T_{min}= 0$, corespunzătoare cazului teoretic în care *BTS* este cuplat tocmai la *PA* în care a avut loc schimbarea de stare.

Valoarea maximă a lui T este obţinută în situaţia teoretică în care *BTS* este decuplat de la canalul *PA* în care a avut loc schimbarea de stare tocmai în momentul acesteia, şi pînă la revenirea lui se scurg $(N - 1)\ t_{max}$ secunde, în care N este numărul de *PA* al echipamentului (maximum 16), iar t, definit ca mai sus, are valoarea maximă de 0,35 s. Atunci $T_{max}=15 . 0{,}35 = 5{,}25$ s.

Valoarea întîrzierii totale variază deci între limita minimă $t_{min}+ T_{min}= 0{,}12$ s şi cea maximă $t_{max}+ T_{max}= 5{,}60$ s, adică are valoarea medie de 2,86 s, pe deplin satisfăcătoare practic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vaisman, L., Sasu, I. *Echipament de telemăsură ciclică numerică pentru instalaţiile energetice.* În : Automatica şi Electronica 11, nr. 1, 1967, p. 10—17.

[2] Vaisman, L., Sasu, I., Bloos, W. *Funcţionarea echipamentului de telemăsură ciclică numerică tip TELECIN cu mai multe puncte de emisie şi un punct de recepţie comun.* În : Lucrări tehnico-ştiinţifice IRME 5, 1967, p. 206—213.

[3] Vaisman, L., Luzi, F. *Sistem modular de realizare a echipamentelor de telemecanică folosite în energetică.* Comunicare la a doua conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 23—26 sept 1969.

[4] Vaisman, L. *Echipament de telereglare şi telemăsură ciclică pentru telemecanizarea centralelor hidroelectrice automatizate complex.* În : Automatica şi Electronica **12**, nr. 5, 1968, p. 217—224.

Ing. CRIŞAN STRUGARU

Unitate de comandă microprogramată pentru calculatoare numerice

Scopul acestui articol este să prezinte o schemă logică în două variante pentru o unitate de comandă microprogramată ce permite reducerea numărului de microinstrucţii şi asigură o bună flexibilitate.

De asemenea, se discută posibilitatea oferită de schemă de a utiliza microsubprograme, prin analogie cu subprogramele în tehnica programării.

1. Introducere

La proiectarea calculatoarelor numerice actuale şi probabil cu atît mai mult în viitor, unul din locurile principale e ocupat de procesul de întocmire a microprogramelor viitoarei maşini. De modul în care sînt alcătuite microprogramele depinde în mare măsură simplitatea schemei logice a calculatorului şi în primul rînd a unităţii de comandă şi de asemenea viteza de calcul [1,4].

Sinteza microprogramelor se face acum folosind metode mai mult empirice, care se bazează mai ales pe intuiţia şi experienţa proiectantului. Atîta timp cît calculatoarele au avut o structură logică relativ simplă, acest mod de lucru s-a dovedit eficient.

În ultimii ani a apărut însă tendinţa de a complica tot mai mult structura logică. La noile calculatoare se introduc operaţii complexe care au apărut din aplicaţiile nearitmetice ale acestora, din problemele de automatizare ale programării, multiprogramării etc. Aceste operaţii conduc la microprograme complexe.

În această situaţie, a măririi complexităţii microprogramelor, este necesar să se utilizeze metode formale de sinteză, iar minimizarea microprogramelor a devenit o condiţie necesară pentru succesul proiectării [4,5,6].

Există cazuri cînd minimizarea unui microprogram poate fi făcută fără a introduce condiţii logice suplimentare [1, 2], dar acestea sînt cazuri limită şi în cele mai multe situaţii minimizarea este legată de introducerea unor variabile logice suplimentare. Din acest motiv, proiectantul va trebui să aleagă între reducerea numărului de microinstrucţii şi mărirea registrului de condiţii. De asemenea trebuie ţinut

seamă şi de faptul că viteza se reduce prin mărirea numărului de nivele în matricele de decodificare, datorită condiţionărilor multiple.

2. Saltul la microsubprograme şi revenirea la microprogramul principal

Pe măsură ce numărul şi complexitatea microprogramelor cresc, se măresc şi posibilităţile de a găsi succesiuni identice de microinstrucţii ce apar în unul sau mai multe microprograme. Tratînd astfel de succesiuni ca microsubprograme, prin analogie cu subprogramele din tehnica programării, se poate obţine o reducere importantă a numărului total de microinstrucţiuni. Pe de altă parte o soluţie relativ simplă de a folosi microsubprograme ar face posibilă includerea în hardware a unor funcţii considerate foarte costisitoare pentru a fi prevăzute în partea de hardware, fiecare prin microprograme independente.

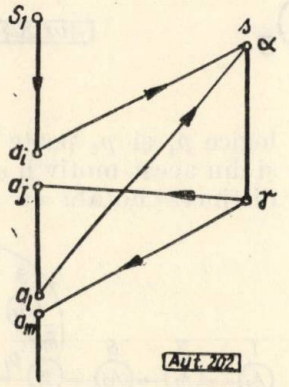


Fig. 1. Saltul la microsubprogram şi revenirea la microprogramul principal.

Într-un microprogram notat în figura 1 cu S_1 se presupune că, după execuţia microinstrucţiei cu adresa a_i, trebuie să se facă un salt la un microsubprogram s care are prima microinstrucţie la adresa α şi pe ultima la adresa γ. După parcurgerea microprogramului s se va continua S_1 de la adresa a_j. Presupunem că un nou salt în S_1 are loc la adresa a_i şi revenirea se va face la adresa a_m.

Într-un alt microprogram S_2 care apelează la acelaşi microsubprogram s procedeul este analog. Problema care apare este de a menţine, pe timpul execuţiei lui s, adresa la care urmează a se face revenirea a_j, respectiv a_m).

3. Schema I cu memorarea unei singure adrese de revenire

Pentru memorarea adreselor de revenire, aşa cum este indicat în figura 2 s-a prevăzut un nou registru notat cu R_2. Cu p_i (i = 1, 2 . . . ,n) au fost notate variabilele logice ce provin de la alte unităţi ale calculatorului şi cu B matricea ce formează adresa următoarei microinstrucţii. Matricea L codifică adresa microinstrucţiei la care urmează a se face saltul în tactul următor. Cele două matrice B şi L pot forma una singură, dar pentru claritate în figură au fost desenate ca două matrice independente. Matricea M codifică adresa la care urmează

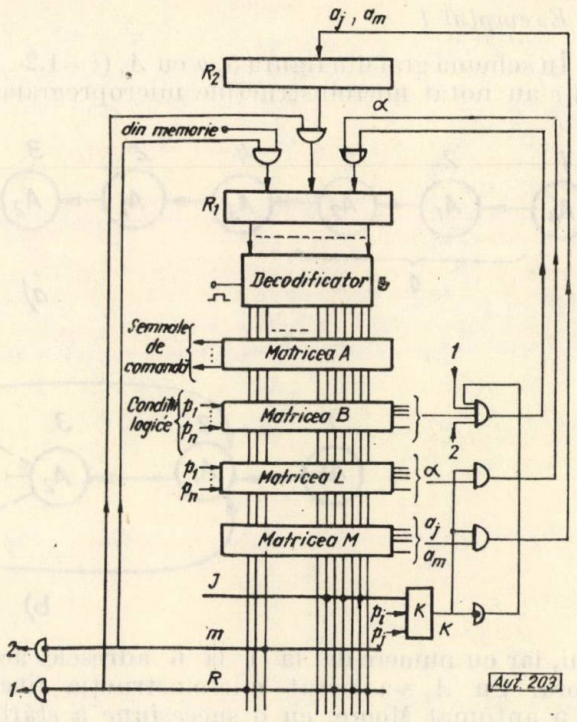


Fig. 2. Schema cu memorarea unei singure adrese de revenire.

a se face revenirea după execuţia microsubprogramelor. Adresa de salt în L şi cea de revenire în M sînt formate simultan şi transferul lor în R_1 şi, respectiv R_2 este comandat de către ieşirea circuitului K. Circuitul K conţine tot atîtea porţi ŞI cîte variabile logice p, ce condiţionează saltul, există. Pentru salturi necondiţionate, ultima poartă SAU a lui K are o intrare legată direct la linia J. Cînd $K=1$ se inhibă transferul adresei de la matricea B spre R_1. Acelaşi lucru are loc şi atunci cînd adresa de revenire din R_2 sau din memorie codul operaţiei se transferă în R_1.

În succesiunea S_1, referindu-ne şi la figura 2, microinstrucţia cu adresa a_i, prin linia verticală ce-i corespunde ,va forma în L adresa de salt α, în M adresa de revenire a_j şi va selecta printr-o diodă linia J. Astfel, în R_1 se va transfera adresa α (care în general poate fi adresa unei microinstrucţii oarecare din succesiunea s, nu în mod obligatoriu prima), iar în R_2 adresa a_j. În continuare, pentru parcurgerea lui s adresele se vor forma în matricea B. Ultima microinstrucţie din s cu adresa γ va intersecta numai linia R care va comanda transferul adresei a_j din R_2 în R_1. Rezultă că în continuare se va parcurge din nou S_1. Cînd se va ajunge la microinstrucţia cu adresa a_i atunci în L se formează tot α, iar în M se formează adresa a_m.

Aceeaşi tehnică se poate folosi chiar în cadrul unuia şi aceluiaşi microprogram.

Vom analiza în continuare avantajele oferite de schema discutată mai sus prin cîteva exemple concrete.

Exemplul I

În schema graf din figura 3, *a* cu A_i (i=1,2 ... 5) s-au notat microinstrucţiile microprogramului, iar cu numere de la 1 la 6 adresele acestora. Cu A_f s-a notat microinstrucţia finală. Un automat Moore, cu o succesiune a stărilor de ieşire ca cea indicată în figura 3, *a*,necesită 10 stări interne. Vom arăta că, interpretînd succesiunea $s = A_1A_2$ ca un microsubprogram, numărul stărilor se reduce de la 10 la numai 6 stări interne diferite.

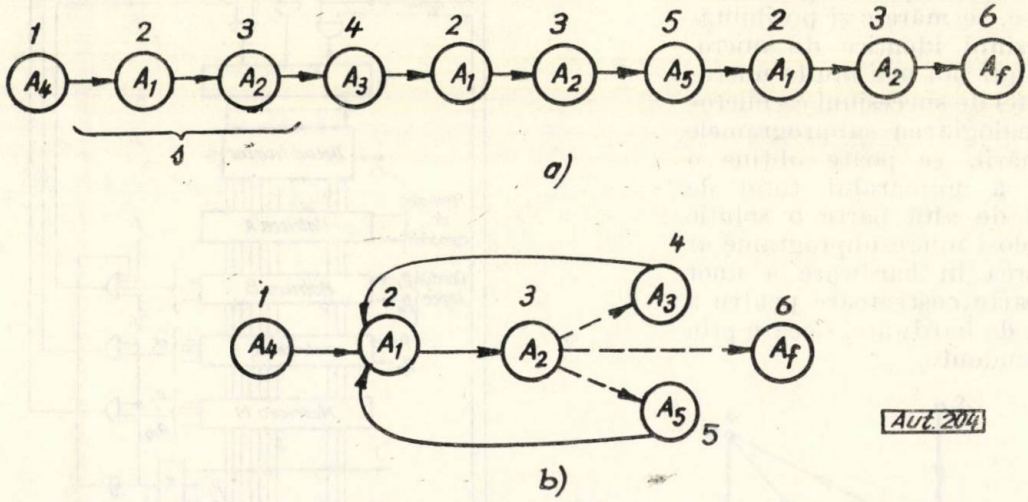


Fig. 3. Exemplul I de microprogram.

Iniţial în R_1 se înscrie adresa 1 deoarece adresa primei microinstrucţii A_4 este 1. În timpul execuţiei lui A_4, în matricea L se formează adresa de salt la s, adică 2, ce se transferă în R_1, iar în M adresa de revenire 4 ce se transferă în R_2. Ultima microinstrucţie din s, adică A_2, comandă transferul adresei din R_2 în R_1. Cum în R_2 s-a memorat adresa 4, rezultă că în tactul următor se execută microinstrucţia A_3. Are loc din nou un salt la s, dar acum în R_2 ca adresă de revenire se înscrie adresa 5. Cum microinstrucţia A_2 comandă transferul lui R_2 în R_1, înseamnă că revenirea se face la microinstrucţia A_5. Aceasta comandă din nou un salt la s, cu înscrierea adresei de revenire 6 în R_2.

În figura 3, *b* se prezintă microprogramul astfel minimizat, echivalent celui din figura 3, *a*. Trecerile de la A_2 spre celelalte stări s-au indicat punctat deoarece depind de adresa înscrisă în R_2.

Exemplul II

La microprogramul prezentat în figura 4, numărul stărilor interne se poate reduce cu două fără a introduce variabile logice suplimentare. În continuare, procesul de minimizare s-ar putea continua numai prin introducerea de noi variabile logice a căror stare ar trebui să se modifice în timpul execuţiei microprogramului. Modificarea corespunzătoare a stărilor acestor variabile ar trebui comandată de microinstrucţii special introduse cu acest scop [2]. Or prin aceasta ar apărea mai degrabă o complicare decît o simplificare a microprogramului.

Ca microsubprogram se consideră succesiunea $s=A_1A_1A_2$. Se presupune că starea variabilelor logice p_1 şi p_2 poate fi modificată de către A_2 şi din acest motiv li s-a atribuit o stare internă distinctă notată cu P. În tabela 1 se poate

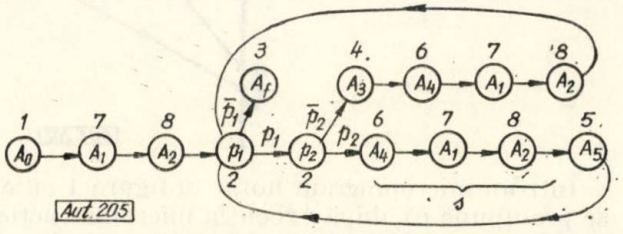


Fig. 4. Exemplul II de microprogram.

urmări modul în care se parcurge acest microprogram pe schema din figura 2.

Tabela 1

Adresa	Microinstrucţia	Comentarii
1	A_0	Adresa de salt 7⇒R ; adresa de revenire 2⇒R ; se contiinuă cu execuţia lui A_1 şi A_2
8	A_2	Comandă prin linia R transferul (R_2)⇒R_1 Cum în R_2 acum se află adresa 2, se trece în starea P.
2	P	Dacă $\bar{p}_1$= 1, din matricea B se transferă adresa 3 în R_1 . Dacă $p_1\,p_2$ = 1, din matricea L se transferă adresa de salt 6 în R_1, iar din matricea M adresa de revenire 5 în R_2. Dacă $p_1\,\bar{p}_2$ = 1, din matricea B se transferă adresa 4 în R_1.
4	A_3	Din matricea L adresa de salt 6 se transferă în R_1, iar din matricea M adresa de revenire 2 se transferă în R_2.
5	A_5	Din matricea B se transferă adresa 2 în R_1
3	A_f	Comandă prin linia m să se transfere în R_1 codul operaţiei din următoarea instrucţie a programului în execuţie

În acest fel, numărul stărilor interne interpretînd succesiunea $s=A_1A_1A_2$ ca un microsubprogram se reduce de la 13 la numai 8.

4. Schema II cu memorarea mai multor adrese de revenire

Se pot ivi însă situaţii cînd este necesar să se memoreze simultan două sau mai multe adrese de revenire, cum este cazul de exemplu la saltul în cascadă la mai multe microprograme.

În figura 5 se arată schema unităţii de comandă în care registrele $R_2R_3,\ldots,$ R_n pot memora tot atîtea adrese de revenire formate de matricele M_2, M_3. ...., M_n Liniile R^i $(i=2,3,\ldots n)$ comandă transferul $(R_i)\Rightarrow R_1$. Selecţia unei linii R^i poate fi condiţionată sau nu de variabilele logice $p_1\ldots., p_n$.

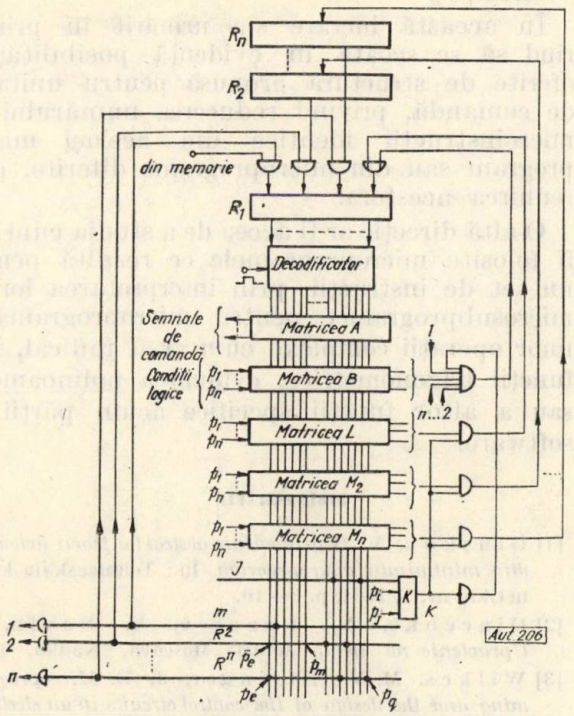


Fig. 5. Schema cu memorarea mai multor adrese de revenire.

Să considerăm că saltul de la un microprogram principal S la alte microsubprograme $s_i(i=2,3,\ldots,n-1)$ se face aşa cum s-a indicat în figura 6. În momentul cînd are loc saltul la s_1 se comandă şi următoarele transferuri de adrese: $a_2\Rightarrow R_2$, $a_3\Rightarrow R_3$, ..., $a_{n-1}\Rightarrow R_{n-1}$ şi $b\Rightarrow R_n$. În continuare se parcurge s_1 pînă cînd ultima microinstrucţie din s_1 comandă transferul $(R_2)\Rightarrow R_1$. Cum în R_2 s-a memorat adresa a_2, va avea loc un salt la începutul lui s_2 ş.a.m.d, pînă cînd ultima microinstrucţie din s_{n-1} va comanda transferul $(R_n)\Rightarrow R_1$, adică adresa b se transferă în R_1 ceea ce înseamnă că se va relua microprogramul principal.

Există însă posibilitatea ca exemplul considerat mai sus să fie executat şi pe schema din figura 2 dacă se introduc o serie de microinstrucţii notate cu C_i care să facă legătură între microprogramele s_i, aşa cum se indică în figura 7. În acest caz, cînd are loc saltul la s_1 se

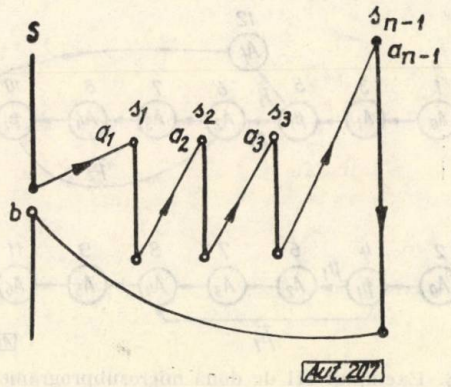


Fig. 6. Saltul la mai multe microsubprograme.

memorează, ca singură adresă de revenire în registrul R_2 din figura 2, adresa C_1. Revenirea la ieşirea din s_2 se face la adresa C_2 ş.a.m.d. Microinstrucţiile de la adresele C_i $(i=1,\ldots,n-1)$ n-au alt rol decît acela de a face legătura între microprogramele s_i. Ele ar putea fi considerate ca făcînd parte dintr-un microprogram compilator.

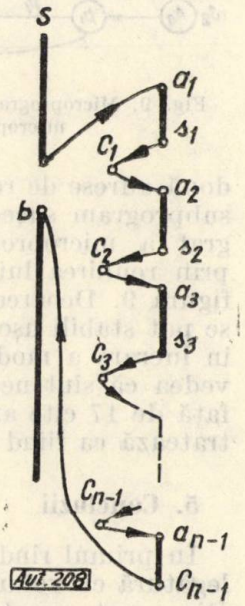


Fig. 7. Saltul la mai multe microsubprograme prin intermediul microinstrucţiilor de legătură.

Fără a face acum o analiză comparativă în detaliu, subliniem numai că în acest caz trebuie introduse microinstrucţiile de compilare C_i, ceea ce atrage şi o creştere a timpului de execuţie.

Exemplul III

Pînă acum în exemplele discutate s-au considerat microprograme independente. În astfel

de situaţii se pot găsi, dar numai rar, succesiuni de microinstrucţii, de preferinţă cît mai lungi, care să fie tratate ca microsubprograme. Ele pot fi identificate mult mai frecvent cînd se pune problema reunirii a două sau mai multe microprograme în unul singur.

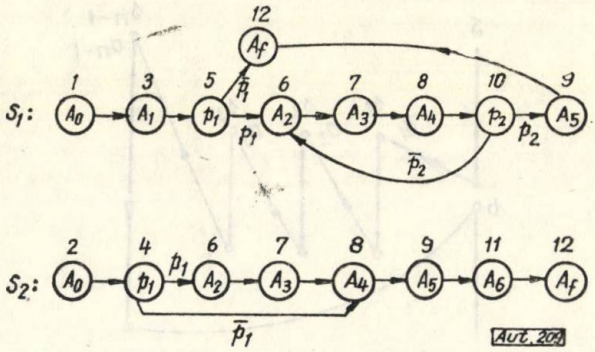


Fig. 8. Exemplul III de două microsubprograme S_1 şi S_2.

Admitem că în microprogramul S_1 din figura 8 starea variabilelor p_1 şi p_2 poate fi modificată de către A_1 şi, respectiv, A_4, iar în S_2 starea variabilelor p_1 poate fi modificată de către A_0. Din acest motiv trebuie memorate simultan

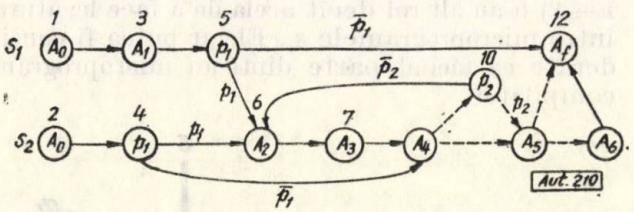


Fig. 9. Microprogramul echivalent obţinut prin reunirea microprogramelor din fig. 8.

două adrese de revenire. Considerînd ca microsubprogram succesiunea $s = A_2A_3A_4A_5$, schema graf a microprogramului echivalent, obţinut prin reunirea lui S_1 şi S_2, este prezentată în figura 9. Deoarece adresele de salt şi revenire se pot stabili uşor, s-a renunţat la prezentarea în lucrare a modului de parcurgere. Se poate vedea că sînt necesare numai 12 stări interne faţă de 17 cîte ar fi necesare dacă S_1 şi S_2 se tratează ca fiind microprograme independente.

5. Concluzii

În primul rînd se impun unele observaţii în legătură cu volumul echipamentului electronic. Din acest punct de vedere, creşterea echipamentului electronic care apare la schemele prezentate nu este compensată prin luarea în considerare a unuia sau două microprograme, ci trebuie apreciată prin avantajele ce se obţin luînd în considerare întregul set de microprograme corespunzător listei de instrucţii. Cu toate că apare o creştere a numărului de registre, e mult mai important să se obţină o reducere a capacităţii matricelor A şi B (vezi fig. 2), deoarece acestea reprezintă partea scumpă. La capacităţi mari, aceste memorii fixe prezintă un timp de acces mare, care limitează viteza de calcul. În privinţa matricelor L şi M, ele intervin cu o pondere foarte redusă, deoarece capacitatea lor e mult mai mică comparativ cu a memoriilor A şi B. Menţionăm faptul că, în principiu, viteza nu este afectată de structura logică în sine a schemelor analizate, fiind practic aceeaşi ca şi la schemele de tip Wilkes [3].

În această lucrare s-a urmărit în primul rînd să se scoată în evidenţă posibilităţile, oferite de structura propusă pentru unitatea de comandă, privind reducerea numărului de microinstrucţii identice din acelaşi microprogram sau din microprograme diferite, prin reunirea acestora.

O altă direcţie ar fi aceea de a studia cum pot fi folosite microprogramele ce rezultă pentru un set de instrucţii, prin interpretarea lor ca microsubprograme, pentru microprogramarea unor operaţii complexe cum ar fi radical, log, funcţii trigonometrice, evaluarea polinoamelor sau a altor funcţii specifice acum părţii de software.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gluşkov, V. *O primenenie abstraktoi teorii avtomatov dlia minimizaţii mikroprogram.* În : Tehniceskaia kibernetika, nr. 1, 1964, p. 3—10.

[2] Diacenko, V, Lazarev, V. Savin, G. *Upravlenie na setiah sviazi.* Moscova, Nauka, 1967.

[3] Wilkes, M. V., Stringer, J. B. *Microprogramming and the design of the control circuits in an electronic digital computer.* Proc. Camb. phil. soc., vol. **49**, pt. 2, april 1953, p. 230—238.

[4] *Voprosi proiektirovania i ispolzovania elekronih upravleaiuşcih maşin.* Kiev, 1968.

[5] Parnas, D., Darringer, J. *SODAS and methodology for system design.* AFIPS conf. proc., vol. **31**, 1967, p. 449—474.

[6] Tucker, S. G. *Microprogram control for system/360.* În : IBM system journal, vol. **6**, nr. 4, 1967, p. 222—241.

Ing. I. HOFFMANN şi dr. ing. V. POP

Algoritm de încurajare pentru sisteme instruibile

La realizarea unor sisteme de comandă instruibile cu încurajare (sau penalizare) [1—3] trebuie rezolvate următoarele probleme importante. În primul rînd trebuie recunoscute situaţiile sistemului care necesită acţiuni de comandă. Această problemă se încadrează în teoria generală a recunoaşterii imaginilor [4]. Se defineşte apoi un număr finit de acţiuni de comandă care pot fi utilizate în fiecare situaţie, iar în final se caută un ţel sau subţel [5], [6] pe baza căruia se încurajează (sau penalizează) acţiunile de comandă.

Efectiv, încurajarea se realizează prin modificarea probabilităţilor asociate acţiunilor de comandă pentru fiecare situaţie. Acţiunea de comandă care a dus în medie la un indice de performanţă (ţel sau subţel) îmbunătăţit este încurajată prin mărirea probabilităţii acestei acţiuni pe seama probabilităţilor celorlalte acţiuni. Cu timpul aspectele dorite în comportarea sistemului devin mai probabile.

În lucrarea de faţă se propune un nou algoritm de încurajare care îmbină avantajele încurajării liniare, prezentată în [2], cu avantajele încurajării euristice, propusă în [3].

1. Metoda de încurajare

Metodele de încurajare folosite în cadrul sistemelor instruibile pot fi clasificate în două categorii : metode de încurajare liniară şi metode de încurajare euristică. În continuare se prezintă pe scurt algoritmul de încurajare liniară şi algoritmul de încurajare euristică care au stat la baza noului algoritm propus în lucrare.

Pentru un sistem cu un număr finit de situaţii de comandă $x_i \in \Omega_x \; \Delta\{x_1 \ldots, x_p\}$ şi un număr finit de acţiuni de comandă $u_j \in \Omega_u \Delta \{u_1 \ldots, u_m\}$ modificarea probabilităţilor în cadrul algoritmului liniar se realizează în forma :

$$\hat{P}_{k+1}(u_\nu \mid x_i) = \alpha_k \hat{P}_k(u_\nu \mid x_i) + (1-\alpha_k) G_{k+1(\nu, i)} \quad (1)$$

unde :

$$G_{k+1(\nu, i)} = \frac{\{g[\hat{E}^{k+1}(\xi \mid u_\nu, x_i)]\}^{-1}}{\sum_{\mu=1}^{m} \{g[\hat{E}^{k+1}(\xi \mid u_\mu, x_i)]\}^{-1}} \quad (2)$$

iar $0 < \alpha_k < 1$ şi $g(.)$ sînt o funcţie pozitiv definită şi nedescrescătoare. În relaţia (1) prin $\hat{P}_{k+1}(u_\nu \mid x_i)$ s-a notat valoarea estimată a probabilităţii acţiunii u_ν ($\nu = 1, 2, \ldots, m$) din situaţia x_i la momentul $k+1$. Prin $\hat{E}^{k+1}(\xi \mid u_\nu, x_i)$ s-a notat în (2) valoarea medie estimată la momentul $k+1$ a indicelui de performanţă ξ determinat de acţiunea u_ν din situaţia x_i.

Secvenţa întîmplătoare $\{\hat{P}_{k+1}(u_\nu \mid x_i)$; $\nu = 1,2, \ldots, m\}$ converge în probabilitate, astfel încît acţiunii $u_\nu \in \Omega_u$ final îi corespunde probabilitatea [7] :

$$P(u_\nu \mid x_i) = \frac{\{g[E(\xi \mid u_\nu, x_i)]\}^{-1}}{\sum_{\mu=1}^{m} \{g[E(\xi \mid u_\mu, x_i)]\}^{-1}} \quad (3)$$

Ar trebui ca, final, acţiunii de comandă optime (care duce la un indice de performanţă mediu minim) să-i corespundă o probabilitate apropiată de unu. Pe baza relaţiei (3) rezultă că acţiunii optime îi corespunde final o probabilitate sporită faţă de celelalte acţiuni, dar această valoare depinde de forma dependenei ξ (u_ν, x_i) şi a funcţiei g (.).

În cadrul algoritmului de încurajare euristică prezentat în [3], acţiunii optime îi corespunde final o probabilitate egală cu unu. Acest algoritm se realizează, la fiecare tact, prin două transformări. Prima transformare asigură ordonarea acţiunilor de comandă pe clase în ordinea crescătoare a valorilor medii estimate ale indicilor de performanţă realizaţi de aceste acţiuni. În transformarea a doua se încurajează apoi prima clasă pe seama celorlalte clase. Final, probabilitatea acestei clase tinde spre unu, iar prima transformare de ordonare asigură ca acestei clase să-i fie asociată acţiunea de comandă optimă. Parametrii transformării a doua, care determină modificarea probabilităţilor, trebuie astfel aleşi încît probabilitatea primei clase să nu tindă spre unu mai repede decît converg valorile medii estimate ale indicilor de performanţă. În caz contrar există pericolul ca o altă acţiune, diferită de cea optimă, să fie considerată ca optimă.

2. Algoritmul de încurajare propus

Algoritmul nou de modificare a probabilităţilor ce se propune încearcă să îmbine avantajele celor două metode prezentate mai sus. Avantajul principal al primei metode se consideră a fi convergenţa în paralel a estimării mediilor indicilor de performanţă şi a probabilităţilor fără pericolul convergenţei prea rapide a probabilităţilor.

Noul algoritm foloseşte la fel o transformare T_1 de ordonare a acţiunilor de comandă pe clase : diferă doar prin modul de modificare al probabilităţilor în transformarea T_2.

În transformarea T_1, acţiunea $u^* \in \Omega_u$, care determină o valoare medie estimată a indicelui de performanţă minimă :

$$\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, u^*) = \min_{\nu} \{\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, u_\nu);$$

$$\nu = 1,2, \ldots, m\},$$

este asociată clasei C_1 (indicele k se referă la tactul curent k). Celelalte acţiuni de comandă din Ω_u sînt asociate claselor C_2 pînă la C_m, în ordinea crescătoare a mediilor estimate $\{\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, u_\nu);\ \nu = 1,2, \ldots, m\}$.

Dintr-o situaţie oarecare x_i, acţiunile de comandă se aleg acum pe baza probabilităţilor claselor $\{P_k(C_j, x_i) = P_{k(j,i)};\ j = 1, 2, \ldots, m\}$. Fie C_n clasa aleasă întîmplător la momentul k (tactul k), iar $u_{(k)} = u_j$ acţiunea de comandă corespunzătoare acestei clase. Din cauza transformării de ordonare de la momentul $k-1$ rezultă :

$$\widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_1) \leqslant \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_2) \leqslant, \ldots, \leqslant$$

$$\leqslant \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_m),$$

unde :

$$\widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_n) = \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, u_j). \tag{4}$$

Deoarece, dintr-o situaţie oarecare, la un moment dat k se aplică o singură acţiune de comandă, de exemplu $u_{(k)} = u_j$, este evident că :

$$\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, u_\nu) = \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, u_\nu);\quad \nu = 1,2, \ldots, m. \tag{5}$$
$$\nu \neq j$$

Valoarea $\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, u_j)$ se obţine corectînd valoarea estimată anterior $\widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, u_j)$ pe baza indicelui de performanţă $\xi(k)$ realizat de acţiunea $u_{(k)} = u_j$ din situaţia x_i. Această corecţie se poate realiza printr-o metodă de aproximare stohastică [7] sau simplu în forma :

$$\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, u_j) = \frac{N}{N+1} \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, u_j) + \frac{1}{N+1} \xi(k), \tag{6}$$

unde N este numărul cazurilor în care situaţia x_i a fost urmată de acţiunea u_j ($N = N_{(i,j)}$).

În urma acestei corecţii, dacă este necesar, se efectuează o reordonare a acţiunilor pe clase (se aplică transformarea T_1). Transformarea T_2 se realizează în continuare după cum urmează.

a) Dacă clasa aleasă C_n îndeplineşte condiţiile $n \neq 1$, $n \neq m$, probabilităţile claselor se modifică în felul următor :

$$\left.\begin{aligned} P_{k(j,i)} &= P_{k-1(j,i)} + \alpha(P_{k-1(n,i)} - \\ &- P_{k-1(n+1,i)})\, G_{k(j,i)} \\ P_{k(n,i)} &= P_{k-1(n,i)} + \alpha\,(P_{k-1(n,i)} - \\ &- P_{k-1(n+1,i)})\,(G_{k(n,i)} - 1) \\ P_{k(n+\alpha,i)} &= P_{k-1(n+\alpha,i)}; \\ \alpha &= 1, 2, \ldots; n + \alpha \leqslant m \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

unde :

$$G_{k(j,i)} = \frac{\{g\,[\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_j)]\}^{-1}}{\sum_{\mu=1}^{m} \{g\,[\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_\mu)]\}^{-1}}. \tag{8}$$

b) Dacă clasa aleasă C_n corespunde lui $n = 1$ şi $\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_1) \geqslant \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_1)$, probabilităţile nu se modifică.

c) Dacă $n = 1$ şi $\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_1) < \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_1)$, se ia $n = 2$ şi se folosesc relaţiile (7), (8).

d) Dacă $n = m$ şi $\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_m) < \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_m)$, se ia $P_{k-1(m+1,i)} = 0$ şi se folosesc relaţiile (7), (8).

e) Dacă $n = m$ şi $\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_m) \geqslant \widehat{E}^{k-1}(\xi \mid x_i, C_m)$, probabilităţile nu se modifică.

Faţă de algoritmul din [3] în care se încurajează numai clasa C_1, în cazul de faţă se încurajează toate clasele care au valori estimate $\widehat{E}^k(\xi \mid x_i, C_j)$ mai mici decît ale clasei C_n. Această încurajare se efectuează asemănător ca la încurajarea liniară din [3] şi anume proporţional cu „cîştigul" realizat de acţiunea fiecăreia din aceste clase.

Iniţial probabilităţile asociate claselor se fixează la valorile :

$$P_{0(j,i)} = \varepsilon_1 + \frac{2\,(1 - m\varepsilon_1)}{m\,(m-1)}\,(m-j); \tag{9}$$

$$j = 1, 2, \ldots, m.$$

Pentru $m = 10$, probabilităţile iniţiale sînt reprezentate în figura 1, *a*. După un număr suficient de paşi datorită transformărilor de ordonare T_1, acţiunea optimă are probabilitatea maximă a clasei C_1. Transformarea T_2 cu $0 < \alpha < 1$ face ca probabilitatea acestei clase să tindă spre unu cu probabilitatea unu. În figura 1, *b* se reprezintă valori posibile pentru probabilităţile claselor la un moment oarecare k, iar în figura 1, *c* se reprezintă probabilităţile claselor după un număr suficient de mare de paşi ($k \to \infty$).

3. Exemplu de utilizare a algoritmului propus

Algoritmul propus a fost experimentat în cadrul unui automat pentru găsirea minimului

unei dependenţe multimodale perturbate cu zgomot [8].

Se descrie în continuare pe scurt structura acestui automat. Fie $I(y)$ indicele de performanţă multimodal la care pentru un y dat se poate

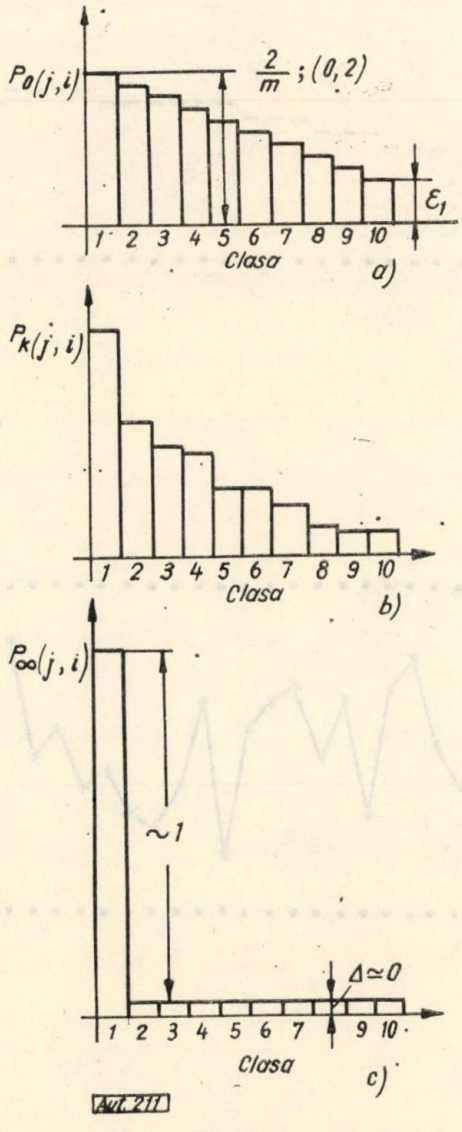


Fig. 1

măsura doar valoarea $I(y)$ perturbată cu un zgomot oarecare $\eta(y)$. Problema constă în a găsi intervalul i ($i = 1, 2, \ldots . m$) cu :

$$y_i - w/2 < y \leqslant y_i + w/2 ; \quad w = \text{const},$$

în care indicele de performanţă $I(y)$ este minim.

În cadrul automatului amintit, pentru a rezolva această problemă, fiecărui interval îi este asociată o probabilitate de a alege acel interval ca fiind intervalul cu indicele minim. Funcţie de „cîştigul" realizat în fiecare interval se încurajează probabilităţile acestora. În lucrarea arătată se foloseşte o încurajare liniară de forma (1) în care $\alpha_k = 0$, iar „cîştigul" realizat la pasul $k + 1$, $G_{k+1(i)}$, se exprimă prin :

$$G_{k+1(i)} = \frac{\widehat{E}_i^{k+1} \left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma}{\sum_{\mu=1}^{m} \widehat{E}_\mu^{k+1} \left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma} \tag{10}$$

unde $\widehat{E}_i^{k+1} \left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma$ este valoarea medie estimată la pasul $k + 1$ a funcţiei $\left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma$ în intervalul i.

Se vede uşor că în intervalele i în care se obţin valori mici ale indicelui de performanţă $I(y)$ rezultă valori mari pentru $G_{(i)}$ şi deci şi probabilităţi sporite de alegere a acestor intervale.

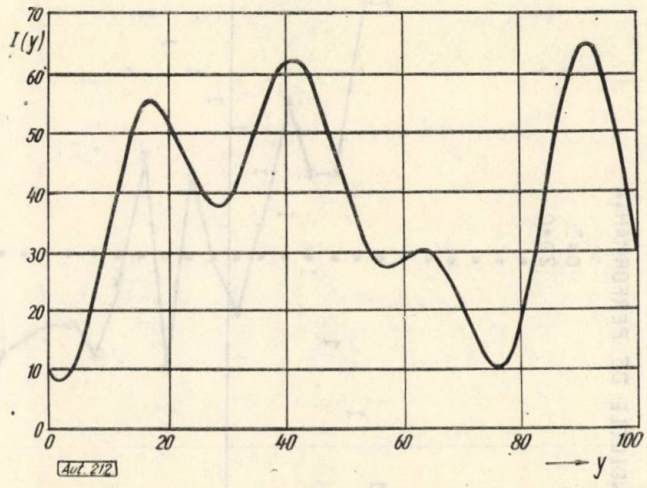


Fig. 2

Final, intervalul în care $\mathrm{E}\left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma$ este maxim va avea o probabilitate sporită faţă de celelalte intervale, dar valoarea acesteia depinde de dependenţa $I(y)$ şi de coeficientul γ.

Cu algoritmul de încurajare propus sau cel prezentat în [3] folosind acelaşi cîştig (10), se obţine totdeauna final o probabilitate egală cu unu pentru intervalul cu $\mathrm{E}\left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma$ maxim.

Parametrii transformării T_2, ε_1 şi α se aleg ţinînd seamă şi de nivelul zgomotului η, astfel încît probabilitatea clasei C_1 să nu conveargă mai repede decît valorile estimate :

$$\widehat{E}_i^k \left\{ \frac{1}{I(y)} \right\}^\gamma, \quad (i = 1, 2, \ldots, m).$$

În figura 2 se reprezintă dependenţa $I(y)$ folosită în cadrul experimentelor efectuate şi ea corespunde de asemenea primei dependenţe utilizate în [8]. Domeniul de variaţie a lui y a fost împărţit în 10 intervale numerotate de la 1 la 10, începînd cu valorile mici ale lui y. Zgo-

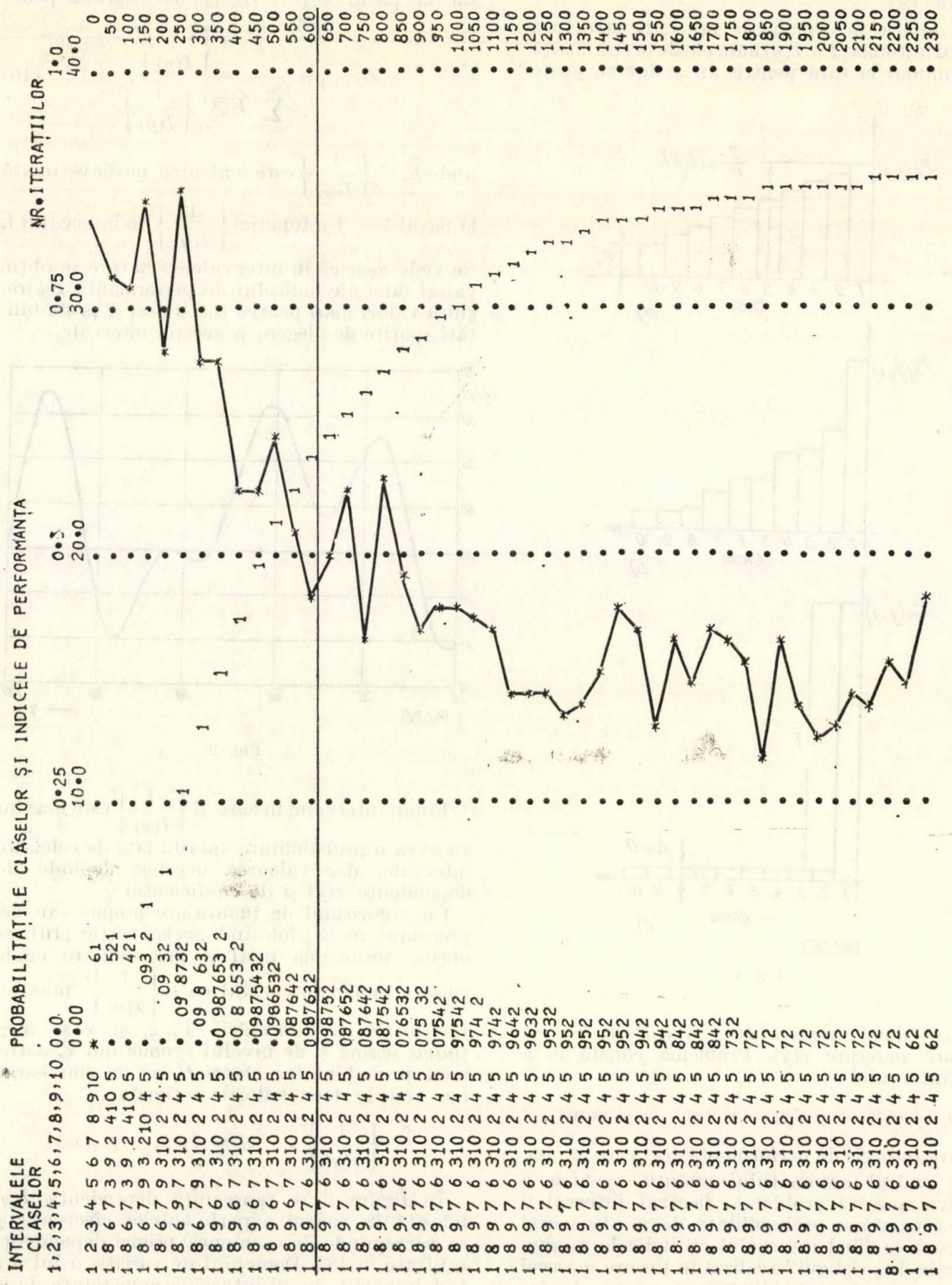

PROBABILITATILE CLASELOR ŞI INDICELE DE PERFORMANŢA
INTERVALELE CLASELOR
NR.ITERAŢIILOR

Fig. 3

motul perturbator folosit a fost o secvenţă gaussiană cu dispersia σ constantă, independentă de y. Pentru corecţia valorilor estimate $\hat{E}_i^k(.)$ s-a utilizat un algoritm derivat dintr-o metodă de aproximare stohastică.

Simulările au fost efectuate pe un calculator numeric IRIS-50, programele fiind scrise în FORTRAN. Printr-un subprogram, rezultatele au fost şi reprezentate la imprimantă. În figura 3 se prezintă rezultatul unei simulări a algoritmului propus folosind următorii parametri: $\varepsilon_1 = 0{,}095$; $\alpha = 0{,}2$; $\gamma = 1{,}0$; $\sigma^{1/2} = 5$. S-au reprezentat rezultatele la fiecare 50 de paşi. În stînga figurii se dau intervalele asociate de automat claselor, ordinea corectă fiind 1, 8, 9, 7, 6, 10, 3, 2, 4, 5. În continuare se prezintă probabilităţile claselor cu ajutorul indicilor acestora. Astfel punctele reprezentate cu „1" corespund probabilităţilor clasei C_1. Punctele reprezentate cu „2" corespund probabilităţilor clasei C_2 etc. Cu asterisc s-a reprezentat valoarea medie a indicelui de performanţă, calculată pentru cîte 50 de paşi. În dreapta de tot se dă numărul paşilor.

Pentru ca figura să fie mai clară se dau numai rezultatele pînă la pasul 2 300. Ca să se observe mai bine scăderea indicelui de performanţă mediu, punctele reprezentate cu asterisc au fost unite cu segmente de dreaptă. Practic, de la pasul 600 intervalele sînt corect ordonate pe clase şi probabilitatea clasei C_1 depăşeşte valoarea de 0,5.

La aceeaşi dependenţă $I(y)$ s-a utilizat şi algoritmul propus în [3]. În figura 4 se dau comparativ rezultatele obţinute pînă la pasul 400 cu algoritmul nou propus de autori şi cel cunoscut. Parametrii folosiţi au fost $\varepsilon_1 = 0{,}095$; $\alpha = 0{,}1$; $\gamma = 5$; $\sigma^{1/2} = 5$. Se observă că, în primul caz, după 150 de paşi practic intervalele sînt corect ordonate (interesează numai primele 3 sau 4 intervale).

De asemenea se observă o creştere a probabilităţii clasei C_2, creştere care asigură o testare mai „atentă" a celor două intervale, 1 şi 8, care au cîştiguri apropiate. În cazul al doilea, probabilitatea clasei C_2 nu poate creşte şi, prin aceasta, un timp mai îndelungat (un număr mai mare de paşi) se atribuie greşit intervalul 8 clasei C_1.

4. Concluzii

Algoritmul nou de încurajare propus completează clasa algoritmurilor euristice. Faţă de încurajarea liniară, prezintă avantajul unei probabilităţi finale egale cu unu pentru acţiunea de comandă optimă. Relativ la algoritmul de încurajare euristic prezentat în [3], are avantajul că modificarea probabilităţilor este mai mult legată de valorile estimate ale cîştigurilor realizate de fiecare acţiune de comandă. Prin aceasta, zona din spaţiul parametrilor

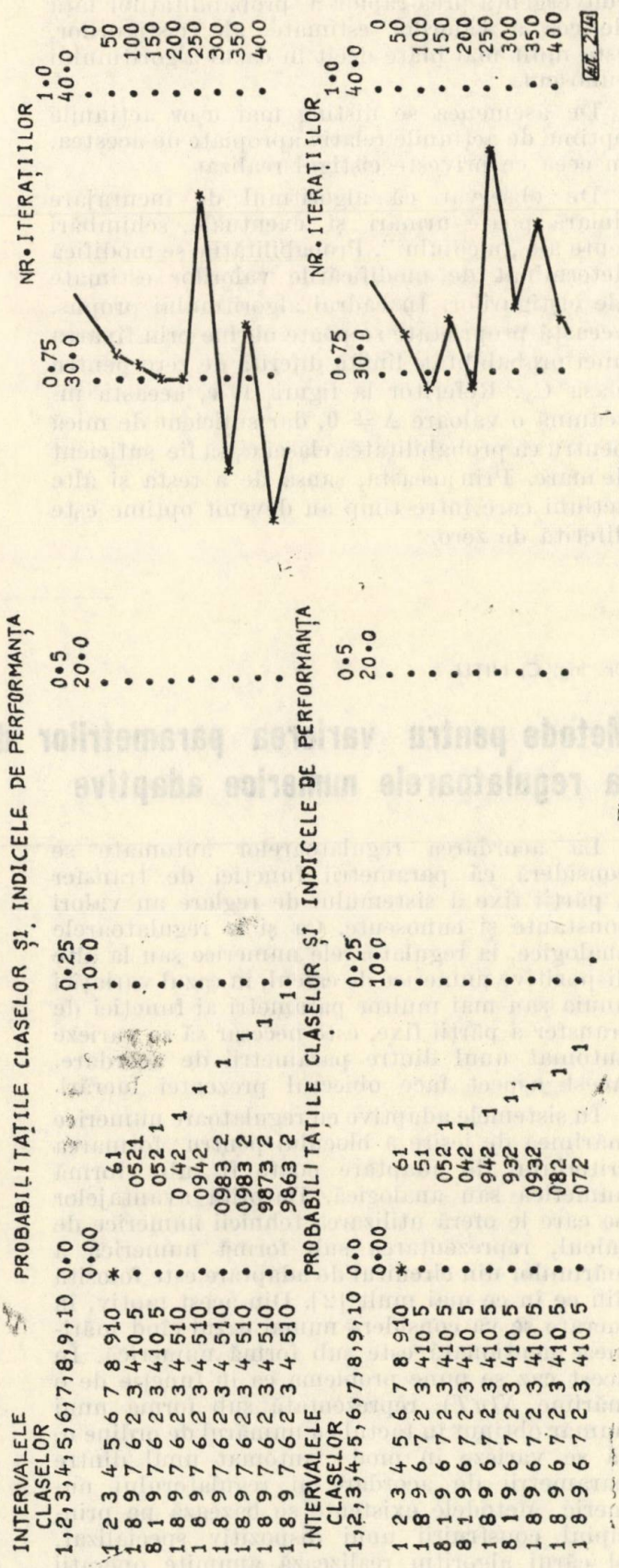


Fig. 4

acestui algoritm de încurajare, care evită o convergenţă prea rapidă a probabilităţilor faţă de cea a valorilor estimate ale cîştigurilor, este mult mai mare decît în cazul algoritmului cunoscut.

De asemenea se disting mai uşor acţiunile optime de acţiunile relativ apropiate de acestea, în ceea ce priveşte cîştigul realizat.

De observat că algoritmul de încurajare liniară poate urmări şi eventuale schimbări lente ale „mediului". Probabilităţile se modifică determinat de modificările valorilor estimate ale cîştigurilor. În cadrul algoritmului propus, această proprietate se poate obţine prin fixarea unei probabilităţi limită diferită de zero pentru clasa C_m. Referitor la figura 1, c, aceasta înseamnă o valoare $\Delta \neq 0$, dar suficient de mică pentru ca probabilitatea clasei C_1 să fie suficient de mare. Prin aceasta, şansa de a testa şi alte acţiuni care între timp au devenit optime este diferită de zero.

BIBLIOGRAFIE

[1] Fu, K. S. *Learning control systems.* Washington, J. T. Tou and R. H. Wilcox eds., 1964, p. 318–343.

[2] Mc Laren, R. W., Fu, K. S. *Synthesis of learning systems operating in an unknown random environment.* International conf. on microwave circuit and information theory, Tokyo, 1964.

[3] Nikolić, Z. J., Fu, K. S. *An algorithm for learning without external supervision and its application to learning control systems.* In : IEEE trans. on automatic control, vol. AC–11, nr. 3, iul 1966, p. 414–422.

[4] Yu-chi Ho, Ashok k Agrawala. *On pattern classification algorithms,* Introduction and survey. In : IEEE trans. on automatic control, vol. AC–13, nr. 6, dec 1968, p. 676–690.

[5] Lambert, J. D., Levine, M. D. *Learning control heuristics.* In : IEEE trans. on automatic control, vol. AC–13, nr. 6, dec 1968 p. 741–742.

[6] Jones, L. E. *On the choice of subgoals for learning control systems.* In : IEEE trans. on automatic control, vol. AC–13, nr. 6, dec 1968, p. 613–621.

[7] Loghinov, N. V. *Metoda aproximării stohastice.* In : Avtomatika i telemehanika, nr. 4, 1966, p. 175–179.

[8] Mc Murtry, G. J., Fu, K. S. *A variable structure automaton used as a multimodal searching technique.* In : IEEE trans. on automatic control, vol. AC–11, nr. 3, iul 1966, p. 379–387.

Dr. ing. C. NITU

Metode pentru varierea parametrilor de acordare la regulatoarele numerice adaptive

La acordarea regulatoarelor automate se consideră că parametrii funcţiei de transfer a părţii fixe a sistemului de reglare au valori constante şi cunoscute. Ca şi la regulatoarele analogice, la regulatoarele numerice sau la alte dispozitive numerice de calcul, în cazul variaţiei unuia sau mai multor parametri ai funcţiei de transfer a părţii fixe, este necesar să se varieze automat unul dintre parametrii de acordare. Acest aspect face obiectul prezentei lucrări.

În sistemele adaptive cu regulatoare numerice mărimea de ieşire a blocului pentru formarea criteriului de adaptare poate fi sub formă numerică sau analogică. Datorită avantajelor pe care le oferă utilizarea tehnicii numerice de calcul, reprezentarea sub formă numerică a mărimilor din circuitul de adaptare este folosită din ce în ce mai mult [2]. Din acest motiv, în lucrare se va considera numai cazul cînd mărimea menţionată este sub formă numerică. În acest caz se pune problema ca în funcţie de o mărime $N(nT)$, reprezentată sub forma unui număr obţinut în tactul cu numărul de ordine n, să se varieze în mod automat unul dintre parametrii de acordare ai regulatorului numeric. Metodele existente se bazează pe principiul construirii unui dispozitiv specializat, al cărui algoritm realizează anumite operaţii pentru calculul parametrilor de acordare [1, 3, 4]

Avînd în vedere complexitatea acestor metode, în continuare se propun trei metode bazate pe utilizarea unui semnal sub formă de dinte de ferăstrău, notat cu $y(t)$. Deoarece acest semnal se utilizează uneori în construcţia regulatoarelor numerice [5], în lucrare nu se vor analiza metodele pentru obţinerea lui.

1. Variaţia perioadei ciclului regulatorului numeric

Schema bloc pentru variaţia perioadei cu ajutorul unui semnal exterior este prezentată în figura 1. În numărătorul reversibil NR se înscrie, la începutul fiecărui tact, un număr constant N_0. De la blocul de identificare a caracteristicii dinamice a obiectului în fiecare tact se transmite valoarea numerică $N\ (nT)$ şi semnul acesteia notat cu P. În fiecare tact, numărătorul reversibil va conţine un număr N_1 egal cu :

$$N_1(nT) = N_0 + P\ .N\ (nT). \qquad (1)$$

Această relaţie este valabilă în cazul cînd în fiecare tact valoarea perioadei T_n se schimbă numai pe baza informaţiei curente, adică atunci cînd se adoptă varierea perioadei după o lege de reglare proporţională. Dacă în circuitul de

adaptare se foloseşte o componentă integrală, atunci ecuaţia (1) devine :

$$N_1(nT) = N_0 + \sum_{i=1}^{n} P_i \cdot N(iT),$$

unde P_i reprezintă valoarea funcţiei de semn în tactul cu numărul de ordine i. Din punct

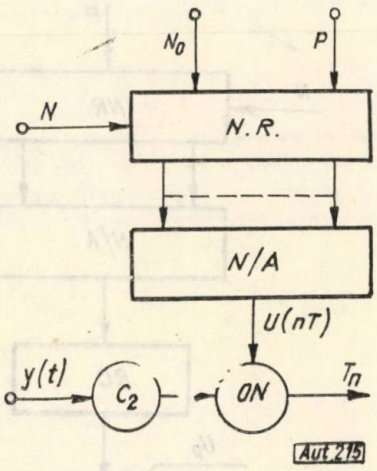


Fig. 1

de vedere constructiv, varianta care utilizează componenta integrală în circuitul de adaptare se deosebeşte prin faptul că numărătorul reversibil nu se mai aduce în zero la sfîrşitul fiecărei perioade. În mod similar, în circuitul de adaptare se poate folosi legea de reglare PI, obţinîndu-se relaţia :

$$N_1(nT) = N_0 + P_n \cdot N(nT) + \sum_{i=1}^{n} P_i \cdot N(iT).$$

Deoarece această lege de variere a perioadei necesită un număr mare de elemente suplimentare, se vor studia în cele ce urmează numai primele două variante, anume cele care prevăd legea P sau I.

În cazul primei variante (legea P), numărul conţinut în numărătorul reversibil se converteşte, cu ajutorul convertorului NA, într-o tensiune $U(nT)$ definită prin relaţia :

$$U(nT) = C_1 \cdot N_1 \ (nT), \qquad (2)$$

unde C_1 este un coeficient de proporţionalitate. Înlocuind relaţia (1) în relaţia (2) se obţine :

$$U(nT) = C_1 \cdot [N_0 + P \cdot N(nT)].$$

Aşa cum rezultă din figura 1, mărimea $U(nT)$ se compară cu mărimea sub formă de dinte de ferăstrău înmulţită cu un coeficient de divizare C_2. Organul de nul ON va da impuls atunci cînd se îndeplineşte relaţia :

$$|C_2 \cdot y(t) - C_1 \cdot [N_0 + P \cdot N(nT)]| \leqslant p, \qquad (3)$$

unde p este insensibilitatea organului de nul.

Neglijînd pragul de insensibilitate p şi înlocuind :

$$y(t) = K \cdot t,$$

unde $0 \leqslant t < T_n$, iar K este o constantă, atunci din relaţia (3) se obţine :

$$C_2 \cdot K \cdot t - C_1 \cdot [N_0 + P \cdot N(nT)] = 0. \qquad (4)$$

Notînd soluţia ecuaţiei (4) în tactul n cu T_n, se obţine :

$$T_n = \frac{C_1}{K \cdot C_2} \cdot N_0 + P \frac{C_1}{K \cdot C_2} \cdot N(nT). \qquad (5)$$

Dacă utilizăm notaţiile :

$$N_0 \cdot \frac{C_1}{K \cdot C_2} = T_0 \text{ şi } \frac{C_1}{K \cdot C_2} = d,$$

atunci relaţia (5) devine :

$$T_n = T_0 + d \cdot P \cdot N(nT) \qquad (6)$$

Prin urmare valoarea perioadei în tactul cu numărul de ordine n, notată cu T_n, depinde în mod liniar de semnalul primit de la blocul de identificare.

Mărimea T_0 reprezintă valoarea perioadei care se obţine atunci cînd nu există semnalul exterior de comandă. Din funcţionarea schemei bloc descrise mai sus rezultă două condiţii care se impun asupra valorii maxime şi minime a semnalului exterior de comandă. În cazul folosirii componentei proporţionale, pentru a nu se depăşi capacitatea maximă a numărătorului, notată cu N^0_{max}, este necesar să se îndeplinească condiţia ($P = +1$) :

$$N^0_{max} \geqslant N_0 + N_{max},$$

de unde rezultă că valoarea maximă a semnalului de la blocul de identificare trebuie să îndeplinească condiţia :

$$N_{max} \leqslant N^0_{max} - N_0. \qquad (7)$$

Din relaţiile (6) şi (7) se obţine valoarea maximă a perioadei :

$$T_{max} = T_0 + d \cdot (N^0_{max} - N_0).$$

Pentru a obţine valoarea perioadei nu mai mică decît o valoare T_{min} este necesar să se îndeplinească condiţia ($P = -1$ în relaţia (6)) :

$$T_0 - d \cdot N_{max} \geqslant T_{min}. \qquad (8)$$

Prin urmare s-au obţinut două condiţii (7) şi (8) asupra valorii maxime N_{max}. În practică este necesar să se ia cea mai mică valoare care rezultă din condiţiile (7) şi (8). Avînd în vedere aceste condiţii, se poate trece la analiza dependenţei perioadei T_n, relaţia (6), de mărimea N şi de perioada iniţială T_0. Din figura 2 reiese că perioada T depinde în mod liniar de valoarea numerică N şi că la depăşirea limitelor descrise

mai sus se obţine o perioadă constantă. Prin varierea numărului iniţial N_0, caracteristica se deplasează spre dreapta sau spre stînga. De exemplu, atunci cînd N_0 scade, caracteristica se deplasează spre dreapta. Prin urmare această metodă de variere a perioadei are avantajul că perioada depinde în mod liniar de semnalul exterior de comandă.

Un alt avantaj, deosebit de important, constă în faptul că semnalul de comandă $N\ (nT)$ obţinut într-un tact se foloseşte pentru comanda perioadei în acelaşi tact, ceea ce înseamnă că nu se introduce un timp mort în circuitul de adaptare. De asemenea prin această metodă pentru $N_0 = \text{const}$, domeniul de variaţie al perioadei se poate modifica prin schimbarea coeficientului de divizare C_2. Prin aceasta se schimbă panta dreptei din figura 2. Trebuie

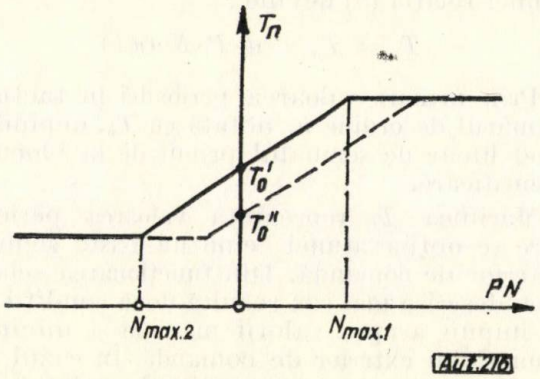


Fig. 2

totodată menţionat că prin această metodă nu se comută semnale analogice ca în majoritatea metodelor utilizate în practică.

2. Variaţia perioadei prin modificarea caracteristicii convertorului

Schema bloc pentru varierea perioadei prin schimbarea caracteristicii convertorului este prezentată în figura 3. Spre deosebire de schema bloc a metodei precedente, ieşirea convertorului numeric-analogic nu se mai transmite direct la organul de nul, ci prin intermediul unui element de inerţie RC, care se readuce la zero la începutul fiecărui tact.

Neglijînd pragul de insensibilitate p al organului de nul, ecuaţia din care se determină momentul de tip t la care organul de nul dă impuls, conform figurii 3, este:

$$C_2 \cdot y(t) - C_1 \cdot P \cdot N(nT) \cdot K_3 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right) = U_0, \tag{9}$$

unde mărimea $P \cdot N\ (nT)$ este semnalul treaptă aplicat la intrarea convertorului NA, iar mărimea:

$$y_1\ (t) = K_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right)$$

este răspunsul elementului de inerţie RC la un semnal sub forma unei trepte unitare. Mărimea

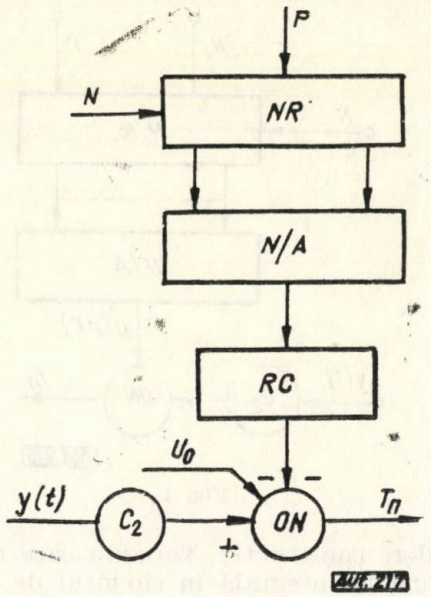


Fig. 3

U_0 este o mărime constantă. Din relaţia (9), avînd în vedere forma semnalului dinte de ferăstrău, se obţine:

$$C_2 \cdot K \cdot t - U_0 - C_1 \cdot P \cdot N(nT) \cdot K_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right) = 0.$$

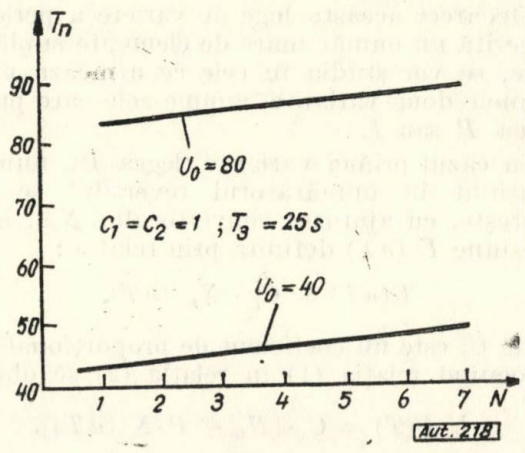


Fig. 4

Dacă soluţia acestei ecuaţii, în raport cu variabila t, se înlocuieşte cu T_n rezultă:

$$C_2 \cdot K \cdot T_n - C_1 \cdot P \cdot N\,(nT) \cdot K_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_n}{T_3}}\right) = U_0. \tag{10}$$

Din relaţia (10) rezultă că s-a obţinut o dependenţă neliniară a perioadei T_n de semnalul exterior de comandă. Schema nu este mai complicată. Această metodă a fost analizată pe un calculator electronic pentru cazul cînd parametrii au avut următoarele valori: $K_3 = T_3 = 25$ s; $P = +1$; $C_1 = C_2 = 1$; $K = 50$, iar mărimea N s-a schimbat în domeniul de la 1 la 7. Înlocuind aceste valori în relaţia (10), pentru $U_0 = 40$ şi 80 se obţin dependenţe aproximativ liniare ale perioadei de semnalul N. Aceste dependenţe sînt prezentate în figura 4. De asemenea s-a studiat şi dependenţa perioadei T_n de constanta de timp T_3. Această dependenţă este prezentată în figura 5 şi este calculată pentru cazul cînd $N(nT) = 7$, iar $P = +1$. Din grafic rezultă că iniţial perioada se modifică

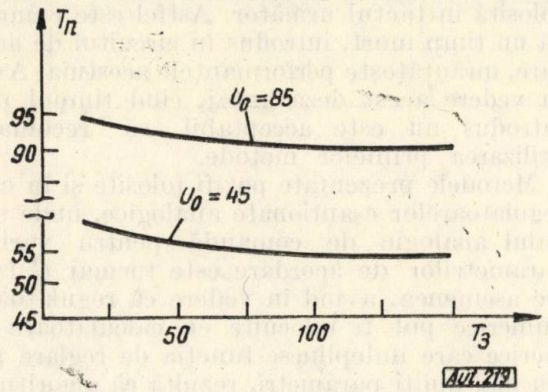


Fig 5

aproximativ liniar în funcţie de valoarea constantei de timp T_3 Pe măsură ce valoarea constantei de timp devine mai mare decît perioada de timp, influenţa ei devine neglijabilă.

3. Variaţia factorului de amplificare prin schimbarea caracteristicii convertorului, perioada T fiind constantă

Semnalul exterior de comandă $N\ (nT)$ se converteşte în mod identic într-un semnal continuu:

$$U\ (nT) = C_1 \cdot N\ [(n-1)\ T],$$

unde C_1 este o constantă. Pentru a modifica ecuaţia convertorului se va utiliza un element de inerţie cu funcţie de transfer:

$$Y_3\ (s) = \frac{K_3}{1 + s \cdot T_3}.$$

La intrarea acestui element se aplică un semnal constant U_0 peste care se suprapune semnalul $U\ (nT)$. În mod similar cu demonstraţiile făcute în [5], reiese că mărimea de comparaţie a modulatorului va fi descrisă de ecuaţia:

$$y(t) = K \cdot t - [U_0 + U(nT) \cdot P] \cdot K_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}}\right). \quad (11)$$

Mărimea de comparaţie definită prin relaţia (11) se obţine din însumarea mărimii sub formă de dinte de ferăstrău cu mărimea de ieşire a elementului cu funcţia de transfer $Y_3\ (s)$, atunci cînd la intrarea acestuia se aplică semnalul treaptă:

$$U_0 + U\ (nT) = U_0 + C_1 \cdot N\ [(n-1)\ T] \cdot P$$

Avînd în vedere că la regulatoarele numerice variabila t are variaţii discrete, se foloseşte relaţia [5]:

$$t = \frac{N}{f}, \quad (12)$$

unde N este un număr existent în numărător la momentul de timp t, marcat de la începutul perioadei. Înlocuind relaţia (12) în relaţia (11), se obţine:

$$y\left(\frac{N}{f}\right) = \frac{K}{f} N - [U_0 + U\ (nT) \cdot P] \cdot K_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_3}}\right). \quad (13)$$

Valoarea numerică a erorii $\varepsilon(nT)$ se obţine din rezolvarea ecuaţiei (5) care descrie funcţionarea organului de nul:

$$\left[\varepsilon(nT) - Y\left(nT + \frac{N}{f}\right)\right] \leqslant p \quad (14)$$

în raport cu variabila N. Înlocuind relaţia (13) în relaţia (14) se obţine:

$$\left| \varepsilon(nT) - \left\{\frac{K}{f} N - [U_0 + U\ (nT)\ \cdot P] \cdot K_3 \cdot \left(1 - e^{-\frac{N}{f \cdot T_3}}\right)\right\} \right| \leqslant p. \quad (15)$$

Rezolvînd această ecuaţie în raport cu variabila N, pentru $\varepsilon(nT) = \text{const}$, se determină valoarea numerică a erorii în tactul respectiv. Din relaţia (15) se poate observa că, pentru $\varepsilon\ (nT) = \text{const}$, numărul în care este convertită eroarea depinde de semnalul exterior de comandă $N\ (nT)$ şi de semnul acesteia. Deoarece această ecuaţie este neliniară în raport cu mărimea N, evident că pentru $\varepsilon(nT) = \text{const}$ factorul de amplificare rezultat va depinde de valoarea $N\ (nT)$, adică de semnalul care vine de la circuitul de identificare.

Pentru a scoate în evidenţă particularităţile metodei, acest algoritm de adaptare a coeficientului de amplificare al regulatorului, în funcţie de un semnal exterior de comandă $U\ (nT)$, a fost studiat pe un calculator electronic pentru un număr mare de valori ale parametrilor elementelor componente. Astfel în figura 6 se prezintă variaţia coeficientului de amplificare al regulatorului K_R [5], în funcţie de eroarea sub

formă numerică pentru diferite valori ale semnalului de comandă $U(nT)$, notat în grafic cu U_n, şi pentru diferite valori ale constantei de timp T_3. S-au considerat următoarele valori

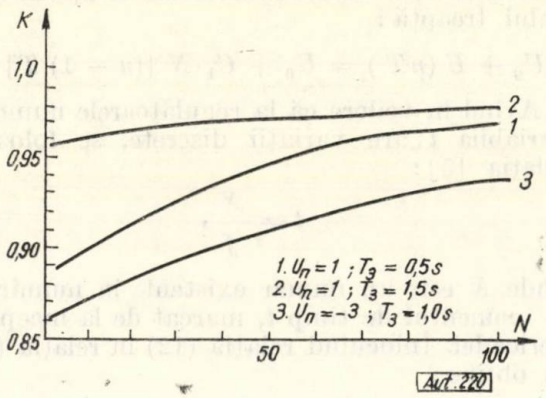


Fig. 6

pentru parametrii regulatorului: $f = 50$ Hz; $U_0 = 4$; $K_3 = 1$; $p = +1$ şi $k = 50$. Din curbele de variaţie $K_R = f(N)$, prezentate în figura 6, reiese că factorul de amplificare creşte cu modulul erorii şi este cu atît mai mare cu cît

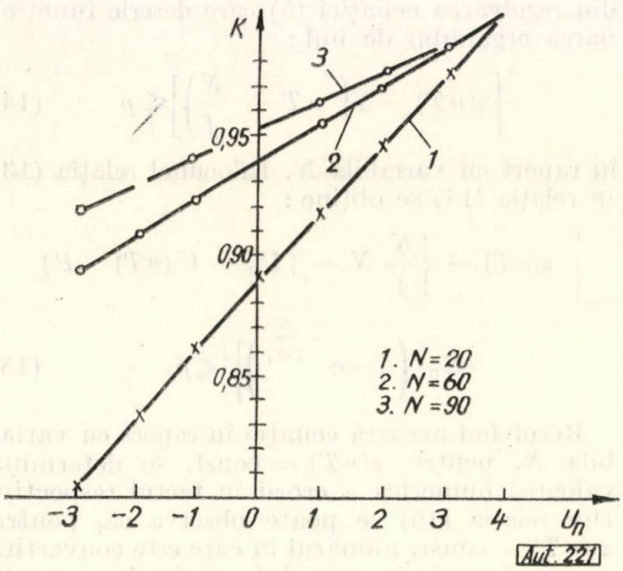


Fig. 7

constanta de timp T_3 este mai mică. Faptul că factorul de amplificare depinde de modulul erorii (sub formă numerică N) înseamnă că în circuitul de adaptare se introduce o neliniaritate care îmbunătăţeşte procesul de adaptare [1, 4]. Din acelaşi grafic rezultă că, pentru aceeaşi valoare a constantei de timp, domeniul de variaţie a factorului de amplificare depinde de valoarea semnalului de comandă.

Pentru algoritmul de variere a factorului de amplificare, definit prin relaţia (15), s-a analizat şi dependenţa lui K_R de valoarea semnalului de comandă $U(nT)$. Astfel din figura 7 reiese că, atunci cînd eroarea are valoare constantă, factorul de amplificare depinde în mod liniar de amplitudinea semnalului de comandă notat cu U_n.

Pentru realizarea constructivă a blocului de adaptare a parametrilor regulatorului numeric, folosind această metodă, sînt necesare următoarele elemente: un element de memorie pentru mărimea $N[(n-1)\ T]$, un convertor analog-numeric NA, un element cu funcţia de transfer $Y_3(s)$ şi un element pentru comanda descărcării elementului de inerţie înaintea fiecărui tact. Dezavantajul principal al acestei metode constă în faptul că informaţia privind variaţia mărimii reglate, obţinută într-un tact, este folosită în tactul următor. Astfel este cunoscut că un timp mort, introdus în circuitul de adaptare, înrăutăţeşte performanţele acestuia. Avînd în vedere acest dezavantaj, cînd timpul mort introdus nu este acceptabil se recomandă utilizarea primelor metode.

Metodele prezentate pot fi folosite şi în cazul regulatoarelor eşantionate analogice, unde semnalul analogic de comandă pentru varierea parametrilor de acordare este tocmai $U(nT)$. De asemenea, avînd în vedere că regulatoarele numerice pot fi înlocuite cu calculatoare numerice care îndeplinesc funcţia de reglare pentru mai mulţi parametri, rezultă că algoritmele prezentate pot fi folosite şi în cazul conducerii proceselor cu calculatoare electronice. Un caz particular al utilizării calculatoarelor electronice îl prezintă comanda program a maşinilor-unelte, unde algoritmele de adaptare se impun deseori.

Algoritmele prezentate în lucrare şi experimentate pe calculatoare numerice pot fi folosite la regulatoare numerice, la regulatoare analogice eşantionate şi în comanda directă cu calculatoare electronice a proceselor industriale. Prin, urmare, metodele prezentate de adaptare a parametrilor de acordare pot fi folosite atît în construcţia unor regulatoare automate adaptive cît şi în comanda directă cu calculatoare, care are mari perspective de utilizare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Regulatoare automate.* Calculul şi construcţia. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Krug, E. K. *Regulatoare numerice.* Moscova, Ed. Nauka, 1967.

[3] Mishkin, E., Braun, L. *Adaptive control systems.* New York, Mc Graw Hill, 1961.

[4] Gibson, J. E. *Sisteme automate neliniare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[5] Nitu, C. *Metodă pentru construirea sistemelor numerice de reglare cu caracteristici de invarianţă.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1971, p. 188–196.

Ing. VASILE CĂTĂNESCU

Folosirea transistoarelor cu efect de cîmp în amplificatoare de curent continuu cu modulare-demodulare (de tip chopper)

În cele ce urmează va fi prezentat un amplificator de curent continuu cu modulare-demodulare realizat cu transistoare cu efect de cîmp, după ce în prealabil în prima parte vor fi amintite cîteva proprietăţi ale transistorului cu efect de cîmp folosit drept comutator analogic.

I. Transistorul cu efect de cîmp folosit drept comutator

Amplificatorul care urmează foloseşte un modulator serie-paralel constituit din două transistoare cu efect de cîmp, avînd avantajul unui comutator aproape ideal în starea de blocare: lipsa tensiunii de piedestal, derive reduse ($< 0{,}5\ \mu V/°C, < 0{,}5\ \mu V$/lună, $< 3-4\ \mu V$ în primele 15—20 minute de la punerea în funcţiune [1]), zgomot redus, frecvenţă de comutare ridicată, eficacitate sporită faţă de comutatoarele serie sau paralel, posibilitate de lucru cu sarcini capacitive sau cuplate capacitiv. Comutatorul este cu atît mai bun cu cît capacităţile dintre electrozi sînt mai reduse,

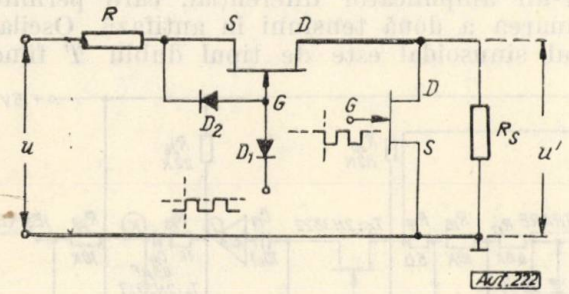


Fig. 1. Întrerupător serie-paralel comandat cu două tensiuni în antifază.

curenţii inverşi mai mici, tensiunea de blocare V_p a transistorului mai mică, permiţînd astfel comanda pe grilă cu tensiuni de amplitudine reduse, în care caz şi regimul tranzitoriu este diminuat. Comutatorul serie-paralel folosit este similar cu cel din figura 1. Eficacitatea acestuia este foarte bună, practic $u' = u$ indiferent de valoarea lui R în condiţiile $R_{bl} \gg R_s$ şi $R_s \gg R$ (lucru realizabil cînd R_s reprezintă rezistenţa de intrare a unui amplificator care are în primul etaj un transistor cu efect de cîmp, R_{bl} fiind rezistenţa de blocare a transistoarelor cu efect de cîmp folosite în modulator).

Din expresia:

$$u'_{sp} = u\left[\frac{R_{bl} \cdot R_s}{R_{bl} \cdot R_s + (R + r_c)(R_{bl} + R_s)} - \frac{r_c}{r_c + R + R_{bl}}\right]$$

pentru comutatorul serie-paralel (se presupun rezistenţele $r_{c1} \simeq r_{c2} \simeq r_c$ şi rezistenţele $R_{bl1} \simeq \simeq R_{bl2} \simeq R_{bl}$) se pot deduce cu uşurinţă expresiile eficacităţilor pentru un comutator serie sau pentru unul paralel, observînd că:

$$u'_s = uR_s\left(\frac{1}{R + R_s + r_c} - \frac{1}{R + R_s + R_{bl}}\right),$$

$$u'_p = u\left[\frac{R_{bl} \cdot R_s}{R_{bl} \cdot R_s + R(R_{bl} + R_s)} - \frac{r_c}{r_c + R}\right].$$

Din expresiile u'_{sp}, u'_s, u'_p reiese avantajul folosirii comutatorului serie-paralel.

Tensiunile de comandă pentru comutatorul serie-paralel sînt diferite pentru cele două transistoare cu efect de cîmp care-l alcătuiesc şi sînt alese în funcţie de amplitudinea şi polaritatea tensiunii u aplicate la intrare şi care trebuie modulată.

Astfel (considerînd transistoarele de tip canal N) pentru transistorul paralel (sau în cazul unui modulator paralel), dacă tensiunea u este pozitivă, pentru blocare este necesară o tensiune negativă V_G aplicată grilei care să satisfacă relaţia $|V_P| < |V_G| < |V_{DG\max}|$, iar pentru conducţie grila trebuie adusă la potenţialul sursei, adică la masă. Dacă tensiunea u este negativă, pentru blocare este necesară o tensiune negativă V_G aplicată grilei astfel încît $|u| + |V_P| < |V_G| < |V_{DG\max}|$ iar pentru conducţie grila trebuie adusă la valoarea tensiunii negative u.

Pentru transistorul serie (sau în cazul unui modulator serie), dacă tensiunea de intrare u este pozitivă, comanda transistorului se face cu o tensiune de valoare pozitivă egală cu cea de la intrare pentru conducţie şi cu o tensiune negativă V_G aplicată grilei care satisface condiţia $|V_P| < |V_G| < |V_{DG\max}|$ pentru blocare. Pentru tensiuni u negative, comanda grilei se face cu o tensiune variind între o valoare negativă egală cu cea de la intrare pentru conducţie şi o tensiune negativă V_G care satisface condiţia $|u| + |V_P| < |V_G| < |V_{DG\max}|$ pentru blocare.

În cazul tensiunilor u de intrare foarte mici, atît pentru transistorul paralel cît şi pentru cel serie (în particular cazul unui modulator paralel, respectiv serie), grilele transistoarelor trebuie aduse la potenţialul masei pentru conducţie şi la o tensiune negativă V_G ($|V_P| < |V_G| < |V_{DG\max}|$) pentru blocare. Aceasta este situaţia întîlnită în amplificatorul care va fi prezentat în cele ce urmează, şi la care tensiunile de intrare care au fost aplicate au variat între cîţiva zeci de μV şi cîţiva zeci de mV în funcţie de amplificatorul de curent alternativ folosit.

II. Realizarea unui amplificator de curent continuu cu modulare-demodulare avînd un întrerupător de intrare serie-paralel constituit din două transistoare cu efect de cîmp

Amplificatorul realizat conform schemei din figura 2 permite amplificarea unor tensiuni continue foarte mici, sub 1 mV, limitele inferioare depinzînd desigur şi de amplificatorul de curent alternativ.

Schema de principiu este dată în figura 3. În figura 2, amplificatorul de curent alternativ al tensiunii continue modulate nu este reprezentat decît schematic.

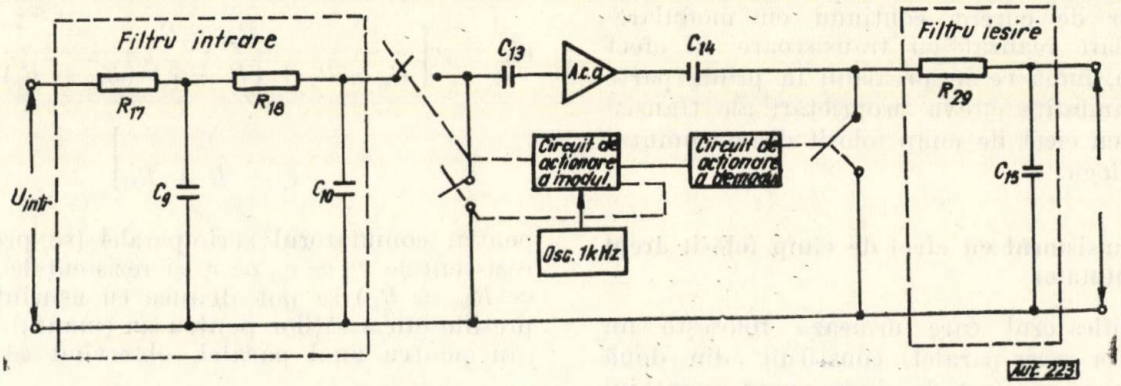


Fig. 2. Schema bloc a amplificatorului de curent continuu cu modulare-demodulare.

Tensiunea continuă la intrarea modulatorului este filtrată cu ajutorul a două celule RC ($R_{17}C_9$ şi $R_{18}C_{10}$). Întrerupătorul serie-paralel de intrare este constituit din transistoarele cu efect de cîmp T_5 şi T_6 de tipul 2N3822, comandate în antifază.

Tensiunile de comandă aplicate grilelor transistoarelor T_5 şi T_6 sînt trapezoidale în scopul diminuării regimului tranzitoriu, fiind obţinute dintr-o tensiune sinusoidală limitată într-un amplificator diferenţial, care permite formarea a două tensiuni în antifază. Oscilatorul sinusoidal este de tipul dublu T fiind

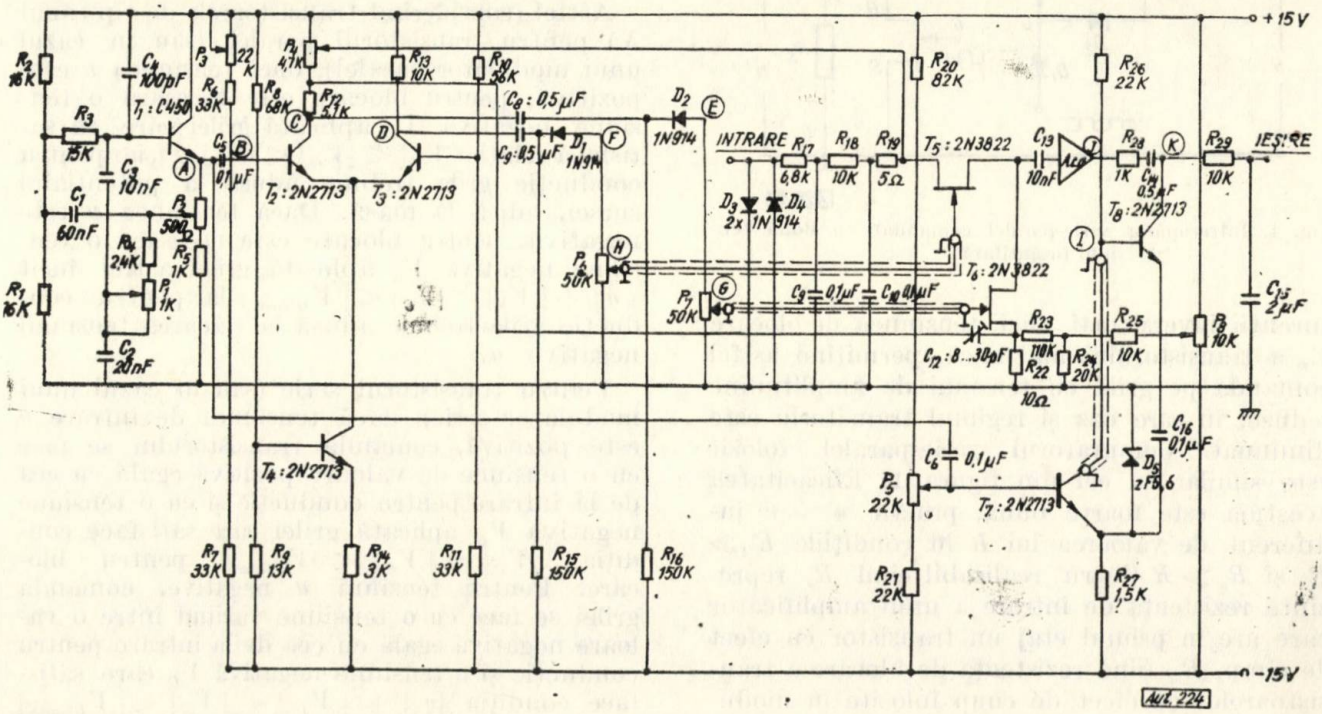


Fig. 3. Schema de principiu a unui amplificator de curent continuu cu modulare-demodulare avînd la intrare un întrerupător serie-paralel.

constituit din transistorul T_1 (C450). Frecvenţa de oscilaţie este de 1 kHz, ajustabilă cu potenţiometrul P_1. Potenţiometrul P_2 serveşte la obţinerea unei sinusoide cît mai perfecte.

Tensiunea sinusoidală de circa 10 V vîrf la vîrf a oscilatorului este cuplată, prin capacitatea C_5, cu circuitul de comandă al modulatorului. Acesta este format din amplificatorul diferenţial T_2, T_3 (2N2713) avînd ca generator de curent constant transistorul T_4 (2N2713).

În colectoarele transistoarelor T_2 şi T_3 se obţin cele două tensiuni trapezoidale în antifază pentru comanda pe grilă a transistoarelor cu efect de cîmp.

Rezultatele cele mai bune au fost obţinute cu tensiuni trapezoidale cu pantele fronturilor cuprinse între 1,5 şi 2,5 μs/V. (S-a încercat şi comanda cu tensiune sinusoidală, însă rezultatele nu au fost satisfăcătoare, regimul tranzitoriu fiind prea mult prelungit.) Potenţiometrul P_3 permite modificarea perioadelor de conducţie şi de blocare a celor două transistoare cu efect de cîmp, deci a întrerupătorului de intrare.

Grupurile C_7, D_1, R_{15}, P_6 şi C_8, D_2, R_{16}, P_7 asigură polarizările corecte ale transistoarelor cu efect de cîmp pentru blocare şi conducţie. Deoarece tensiunile continue de la intrare care trebuie amplificate sînt sub 1 mV, pentru conducţie grilele transistoarelor cu efect de cîmp sînt aduse la potenţialul masei prin potenţiometrele P_6 şi P_7, diodele D_1 şi D_2 blocîndu-se, iar pentru blocare la o tensiune negativă care să depăşească tensiunea de blocare V_p. Amplitudinile tensiunilor negative de blocare sînt alese cu potenţiometrele P_6 şi P_7 astfel încît regimul tranzitoriu să poată fi redus cît mai mult. Tot în acest scop se efectuează şi neutrodinarea celor două transistoare T_5 şi T_6 folosind tensiuni aduse prin intermediul grupurilor $P_4C_{11}R_{19}$ şi $C_{12}R_{22}$. Prin reglajele potenţiometrului P_4 şi condensatorului ajustabil C_{12} este posibilă în final obţinerea unui regim tranzitoriu foarte redus.

Întrerupătorul de ieşire constă în transistorul bipolar, obişnuit, T_8 (2N2713), pe baza căruia este aplicată o tensiune a cărei formă este dată de circuitul de comandă al întrerupătorului de ieşire, reprezentat în principal de transistorul T_7 (2N2713). În vederea înlăturării complete a reziduurilor regimului tranzitoriu al întrerupătorului serie-paralel de intrare, transistorul T_8 este blocat cu întîrziere şi deschis mai devreme faţă de transistorul T_6, astfel că tensiunea parazită amplificată în timpul comutării întrerupătorului de intrare, prezentă la ieşirea amplificatorului de curent alternativ, nu va fi demodulată, iar perioadelor de blocare şi de conducţie vor fi dictate în final de perioadele de blocare şi de conducţie ale întrerupătorului de ieşire T_8.

Întrerupătorul de ieşire este comandat pe bază cu o tensiune trapezoidală, provenită din cea sinusoidală dată de oscilator şi limitată de transistorul T_7. Întîrzierea la blocare cum şi avansul la deschidere al transistorului T_8 sînt reglabile, în funcţie de polarizarea bazei lui T_7 fixată cu potenţiometrul P_8, fiind de ordinul 30—40 μs.

Ca demodulator se foloseşte grupul $R_{29}C_{15}$, pe capacitatea C_{15} obţinîndu-se tensiunea continuă amplificată.

Grupul P_8, R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{25} este destinat fixării nivelului de ieşire zero al tensiunii continue amplificate, cînd intrarea este la masă. Diodele D_3, D_4 asigură protecţia întrerupătorului de intrare.

În figura 4 sînt date formele de undă ale tensiunilor în diverse puncte ale schemei.

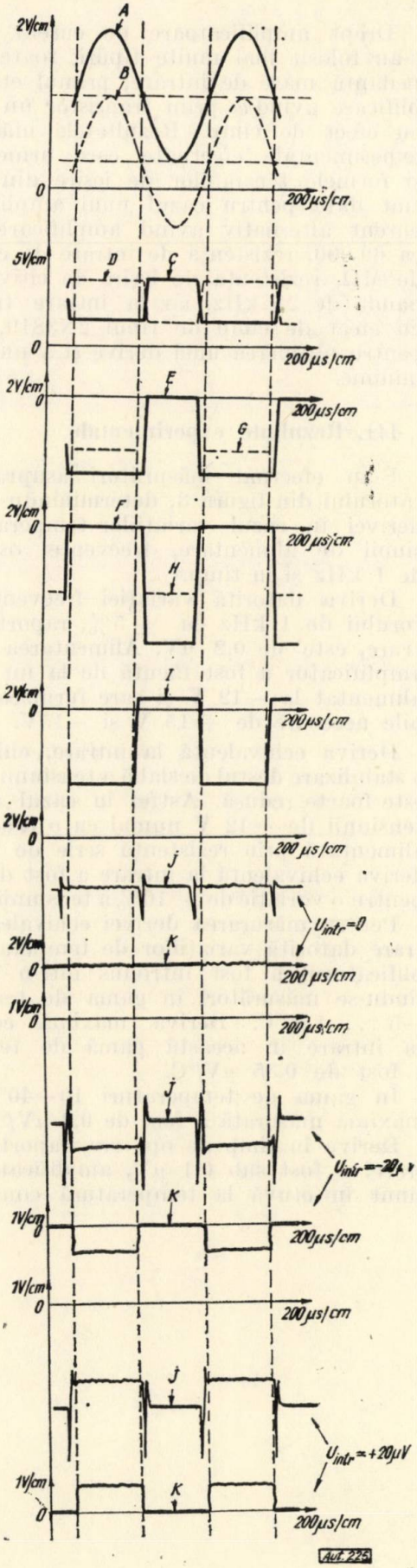


Fig. 4. Formele de tensiune în diverse puncte ale schemei de principiu. →

Drept amplificatoare de curent alternativ s-au folosit mai multe tipuri, toate avînd impedanţă mare de intrare, primul etaj de amplificare avînd ca prim transistor un transistor cu efect de cîmp. Rezultatele măsurătorilor experimentale efectuate care urmează, cum şi formele tensiunilor de ieşire din figura 4, sînt date pentru cazul unui amplificator de curent alternativ avînd amplificarea de circa 60 000, rezistenţa de intrare de cîteva sute de MΩ, rezistenţa de ieşire de cîţiva ohmi şi banda de 25 kHz, iar la intrare transistorul cu efect de cîmp de tipul 2N3819, polarizat pentru obţinerea unei derive şi a unui zgomot minime.

III. Rezultate experimentale

S-au efectuat măsurători asupra amplificatorului din figura 3, determinîndu-se valorile derivei în cazul variaţiilor temperaturii, tensiunii de alimentare, frecvenţei oscilatorului de 1 kHz şi în timp.

Deriva datorită variaţiei frecvenţei oscilatorului de 1 kHz cu $\pm$ 5%, raportată la intrare, este de 0,2 μV. Alimentarea întregului amplificator a fost făcută de la un convertor alimentat la —12 V şi care furnizează tensiunile necesare de + 15 V şi —15V.

Deriva echivalentă la intrare, chiar pentru o stabilizare destul de slabă a tensiunii de —12V, este foarte redusă. Astfel în cazul stabilizării tensiunii de —12 V numai cu o diodă Zenner alimentată prin rezistenţă serie de la —24V, deriva echivalentă la intrare a fost de 0,15 μV pentru o variaţie de $\pm$ 10% a tensiunii de —24V.

Pentru măsurarea derivei echivalente la intrare datorită variaţiilor de temperatură, amplificatorul a fost introdus într-o etuvă făcîndu-se măsurători în gama de temperatură —5 ... +55°C. Deriva maximă echivalentă la intrare în această gamă de temperaturi a fost de 0,35 μV/°C.

În gama de temperaturi 10—40°C, deriva maximă măsurată a fost de 0,2 μV/°C.

Deriva în timp de opt ore, raportată la intrare, a fost sub 0,1 μV, amplificatorul fiind ţinut în etuvă la temperatură constantă de 22°C, iar măsurătorile au început după o jumătate de oră de la alimentare.

Constructiv, întregul amplificator a fost dispus într-o cutie metalică ecranată, oscilatorul şi circuitele de comandă ale întrerupătoarelor fiind separate cu un ecran de întrerupătoare şi de amplificatorul de curent alternativ.

IV. Concluzii

Din cele prezentate pînă aici rezultă că transistoarele cu efect de cîmp folosite ca întrerupătoare permit realizarea unor amplificatoare de curent continuu cu modulare-demodulare avînd performanţe superioare faţă de cele care folosesc drept întrerupătoare transistoare obişnuite sau întrerupătoare mecanice. Configuraţia de întrerupător serie-paralel oferă obţinerea performanţelor cele mai ridicate. În cazul în care se doreşte amplificarea unor tensiuni extrem de mici (sub 10μV) trebuie luate măsuri speciale pentru reducerea regimurilor tranzitorii, aşa cum s-a arătat.

Amplificatorul descris, pe lîngă faptul că permite amplificarea unor tensiuni sub 10 μV, prezintă şi impedanţă mare de intrare (sute de MΩ), putînd măsura tensiuni şi pe surse a căror rezistenţă internă este mare. Amplificarea şi rezistenţa de intrare mari fac posibilă folosirea unui astfel de amplificator ca amplificator de eroare într-un lanţ cu buclă închisă, iar în cazul utilizării unei reacţii globale serie de tensiune impedanţa de intrare a întregului lanţ poate ajunge la mii sau zeci de mii de MΩ.

BIBLIOGRAFIE

[1] Barton, K. *FET used as a low level chopper.* În: Electronic engineering 37, nr. 444, p. 80—84.
[2] Fattal, L. *FET as a chopper. Semiconductor products and solid state technology.*
[3] Verrill, R. *A very high input impedance D. C. chopper amplifier using a FET.* În: Electronic engineering 38, nr. 466, p. 802—805.
[4] Todd, C. D. *Junction field effect transistors.* New York, John Wiley, 1968.
[5] Eimbinder, I. *FET applications handbook.* Blue Ridge Summit Pa., TAB books.
[6] Sevin jr., L. J. *Field-effect transistors.* New York, Mc Graw-Hill.

REZOLUŢIA CONFERINŢEI PE ŢARĂ A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR

Conferinţa pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor, întrunită în zilele de 19—21 mai a.c., a analizat contribuţia intelectualităţii tehnice la marile realizări obţinute de poporul nostru şi a stabilit sarcinile ce revin cadrelor tehnice pentru înfăptuirea, alături de toţi oamenii muncii, a programului de construire a societăţii socialiste multilateral dezvoltate, adoptat de Congresul al X-lea al Partidului Comunist Român.

Cu entuziasm, Conferinţa şi-a exprimat aderiunea deplină la ampla cuvîntare rostită de tovarăşul Nicolae Ceauşescu — Secretarul general al Partidului Comunist Român, Preşedintele Consiliului de Stat — care, apreciind valoroasa participare a inginerilor, economiştilor, tehnicienilor şi a celorlalţi specialişti în construcţia socialistă a ţării, a trasat liniile directoare în desfăşurarea activităţii intelectualităţii tehnice de promovare largă a progresului tehnic în toate domeniile, creşterea rolului şi răspunderii acesteia în viaţa economică şi socială a patriei noastre.

Intelectualitatea tehnică, prin reprezentanţii săi la Conferinţă, s-a angajat să transpună în fapte orientările de mare importanţă şi sarcinile concrete privind dezvoltarea activităţii de creaţie originală, aplicarea cu consecvenţă şi operativitate a cuceririlor ştiinţei şi tehnicii, valorificarea cu maximum de eficienţă a resurselor materiale şi a potenţialului uman, astfel încît, într-un timp cît mai scurt, România să ajungă la nivelul ţărilor dezvoltate.

Conferinţa a aprobat activitatea Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor.

Activitatea obştească a inginerilor şi tehnicienilor, desfăşurată sub conducerea organizaţiilor de partid, în cadrul şi sub îndrumarea sindicatelor, a contribuit la rezolvarea sarcinilor politice, economice şi sociale puse de partid în faţa poporului în etapa actuală a făuririi societăţii socialiste multilateral dezvoltată în patria noastră.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, îndrumat de Consiliul Central al Uniunii Generale a Sindicatelor, colaborînd cu comitetele uniunilor sindicale pe ramuri, ministerele şi organele centrale de stat, a desfăşurat o activitate susţinută în vederea modernizării tehnicii şi organizării producţiei, perfecţionării pregătirii cadrelor, stimulării creaţiei tehnice originale şi afirmării ei peste hotare.

În activitatea comisiilor inginerilor şi tehnicienilor şi a C.N.I.T. s-au manifestat şi unele neajunsuri. Criticile făcute în cadrul conferinţei în legătură cu neajunsurile privind activitatea economică din întreprinderi oglindesc şi slaba activitate a unor comisii ale inginerilor şi tehnicienilor. O lungă perioadă de timp multe comisii, atrăgînd un număr redus de cadre tehnice, au desfăşurat o activitate formală, limitată la preocupări minore. În mică măsură au fost antrenaţi în munca obştească economişti, tehnicieni, maiştri şi muncitori fruntaşi, precum şi cadrele tehnice din agricultură.

Biroul Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor nu a îndrumat şi sprijinit în suficientă măsură comisiile inginerilor şi tehnicienilor şi nu a urmărit aplicarea în producţie a concluziilor reieşite din acţiunile şi manifestările organizate împreună cu ministerele economice.

Conferinţa apreciază că sarcinile puse de Congresul al X-lea al partidului privind îndeplinirea planului cincinal pe perioada 1971—1975, de hotărîrile Comitetului Central al PCR şi cuprinse în cuvîntarea tovarăşului Nicolae Ceauşescu, la deschiderea Conferinţei pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor, constituie un vast program de muncă pentru cadrele tehnico-inginereşti. Datoria patriotică fundamentală a intelectualităţii tehnice este de a milita permanent, cu devotament şi pasiune, sub conducerea organelor şi organizaţiilor de partid, pentru îndeplinirea ritmică a planului de stat în fiecare ramură a economiei naţionale, la toţi indicatorii, pentru valorificarea superioară a resurselor materiale şi a potenţialului uman, pentru ridicarea eficienţei întregii activităţi economice.

1. — Înfăptuirea măreţelor obiective de dezvoltare a patriei noastre pune cu acuitate problema valorificării superioare a resurselor materiale şi a potenţialului uman. Pentru economia noastră, problema esenţială în actualul cincinal şi în cincinalele următoare este de a obţine o creştere substanţială a ponderii produselor cu un grad de prelucrare superioară, care înmagazinează o cantitate mai mare de muncă, de

inteligenţă tehnică şi, în acelaşi timp, duc la un consum minim de materii prime şi materiale.

Pentru fiecare cadru tehnic *reducerea cheltuielilor materiale de producţie* în actualul cincinal constituie o sarcină de mare răspundere profesională. Reducerea consumurilor de materii prime, materiale, energie pe unitate de produs, prin stabilirea unor consumuri specifice pe bazc ştiinţifice, respectarea proceselor tehnologice, introducerea şi generalizarea metodelor moderne, reproiectarea unor produse, înlăturarea pierderilor tehnologice, folosirea deşeurilor şi a înlocuitorilor etc., constituie un cîmp larg de afirmare a capacităţii profesionale a colectivelor de ingineri, tehnicieni şi a celorlalte cadre din fiecare întreprindere şi unitate economică. Sprijinite de sindicate, comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să organizeze dezbateri largi cu cadrele de ingineri, tehnicieni, economişti, maiştri şi muncitori fruntaşi, pentru a analiza costurile materiale de producţie în comparaţie cu realizările obţinute pe plan mondial, pentru a veni cu propuneri şi soluţii concrete în vederea unei judicioase folosiri a materiilor prime, materialelor, energiei, în scopul valorificării la un nivel superior a resurselor existente şi eliminării risipei de bunuri materiale.

2. — Cadrele tehnice din toate ramurile economiei naţionale au datoria să se preocupe de *creşterea substanţială a productivităţii muncii*, condiţie primordială a sporirii avuţiei şi venitului naţional şi a ajungerii din urmă a ţărilor dezvoltate.

Ca organizatori ai producţiei şi ai muncii, inginerii, tehnicienii, toţi specialiştii, ajutaţi de comisiile inginerilor şi tehnicienilor sînt chemaţi să analizeze cum sînt folosite mijloacele de producţie, fondul de timp din fiecare întreprindere, secţie şi loc de muncă, să stabilească şi să aplice măsuri concrete care să ducă la folosirea integrală a timpului de lucru, mecanizarea şi automatizarea lucrărilor cu volum mare de muncă, reducerea pierderilor de timp datorită întreruperilor accidentale a maşinilor şi utilajelor.

3. — În condiţiile revoluţiei ştiinţifice şi tehnice contemporane, intelectualitatea tehnică din ţara noastră trebuie să considere ca o îndatorire patriotică, de înaltă responsabilitate profesională, sarcina de a milita neobosit pentru *însuşirea şi aplicarea realizărilor actuale ale progresului tehnic*, pentru ridicarea rolului ştiinţei şi tehnicii româneşti în soluţionarea problemelor complexe pe care le ridică programul de dezvoltare rapidă a economiei naţionale.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor să mobilizeze cadrele tehnice din institutele de cercetări, proiectări, institutele de învăţămînt superior, compartimentele de concepţie şi laboratoarele din uzine pentru realizarea în termen şi în condiţii de înaltă tehnicitate şi eficienţă economică a planurilor tehnice, a programelor de cercetare ştiinţifică şi de proiectare. Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor prin secţiile sale de specialitate şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor să acţioneze pentru conlucrarea strînsă şi creatoare între cadrele din cercetare, proiectare şi cele din întreprinderi în vederea scurtării perioadei pînă la aplicarea în producţie a rezultatelor cercetării şi modernizarea proceselor din întreprindere.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să considere ca o sarcină de onoare dezvoltarea mişcării de masă a inovatorilor şi inventatorilor, asigurarea asistenţei tehnice în rezolvarea propunerilor, aplicarea în producţie şi generalizarea inovaţiilor şi invenţiilor.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor să analizeze periodic, împreună cu C.N.S.T., ministerele şi celelalte organe de stat, modul cum sînt aplicate rezultatele cercetării ştiinţifice, invenţiile şi inovaţiile, să ia poziţie împotriva inerţiei care se manifestă în unele sectoare pentru aplicarea rapidă în producţie a acestora.

4. — Munca de creaţie a inginerilor şi tehnicienilor poate fi materializată cu eficienţă pentru producţie în acţiunea de *autoutilare* a întreprinderilor, pentru conceperea şi realizarea de noi maşini şi utilaje, modernizarea celor existente, introducerea de dispozitive şi mecanisme de mare randament.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor, pe baza unor largi consultări cu cadrele tehnice şi muncitorii, trebuie să-şi sporească contribuţia la elaborarea şi aplicarea unor programe cuprinzătoare de autoutilare, să determine conducerile întreprinderilor să asigure o documentare corespunzătoare asupra celor mai noi tipuri de maşini existente pe plan mondial; să militeze pentru adoptarea unor soluţii de maximă eficienţă, care să asigure înzestrarea tehnică superioară a unităţilor şi reducerea necesităţilor din import.

5. — Un domeniu important în care sînt chemate să-şi aducă o contribuţie sporită cadrele tehnice, îl constituie perfecţionarea continuă a *organizării producţiei şi a muncii.*

Inginerii şi tehnicienii, ceilalţi specialişti din întreprinderi, sînt chemaţi să participe la identificarea şi valorificarea rezervelor din întreprinderi în vederea optimizării folosirii mijloacelor tehnice şi a forţei de muncă.

Rezerve importante există în întreprinderi în domeniul conducerii şi planificării producţiei, aprovizionării tehnico-materiale, programării producţiei, raţionalizării fluxurilor de fabricaţie, folosirii depline a capacităţilor de producţie şi a forţei de muncă ş.a.

C.N.I.T. şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor au îndatorirea de a contribui la folosirea completă a mijloacelor moderne de prelucrare automată a datelor şi de a sprijini pregătirea

cadrelor destinate să lucreze în unităţile şi centrele de calcul.

6. — Una din principalele sarcini ce revin cadrelor tehnice o constituie ridicarea gradului de utilizare a maşinilor, utilajelor şi instalaţiilor.

Chemarea adresată în Conferinţa pe ţară a cadrelor de conducere din întreprinderi, centrale industriale şi de construcţii, *„nici o maşină şi nici un utilaj sub randamentul planificat, nici un minut nelucrat"*, trebuie considerată ca o îndatorire fundamentală pentru fiecare inginer şi tehnician.

C.N.I.T. şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să-şi aducă o contribuţie efectivă la găsirea şi aplicarea unor măsuri pentru o mai bună încărcare a maşinilor, instalaţiilor şi agregatelor, îmbunătăţirea activităţii sectoarelor de sculărie, întreţinere şi reparare a utilajelor şi maşinilor, creşterea coeficientului de schimburi prin generalizarea schimbului II şi extinderea schimbului III, asigurarea asistenţei tehnice corespunzătoare, valorificarea mai deplină a forţei de muncă şi a timpului de lucru.

7. — Realizarea unor produse de înalt *nivel calitativ, cu caracteristici tehnice şi funcţionale superioare*, trebuie să constituie o datorie de cinste, de mîndrie profesională a fiecărui inginer, tehnician şi muncitor din toate întreprinderile. Comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să-şi aducă contribuţia la înnoirea şi modernizarea producţiei, perfecţionarea tehnicilor şi tehnologiilor de fabricaţie, realizarea unor produse de înalt nivel calitativ în toate ramurile, competitive pe piaţa internă şi externă, care să asigure o valorificare superioară a resurselor materiale ale ţării.

Ţinînd seama de răspunderea cadrelor tehnice în organizarea controlului de calitate, comisiile vor trebui să desfăşoare o vastă muncă educativă de întărire a răspunderii personale faţă de calitatea produselor realizate, de extindere a autocontrolului.

În industria bunurilor de consum, comisiile inginerilor şi tehnicienilor au datoria să acţioneze în principal pentru perfecţionarea tehnologiilor, diversificarea produselor şi întărirea controlului de calitate.

C.N.I.T., comisiile judeţene ale inginerilor şi tehnicienilor şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor din întreprinderi sînt chemate să organizeze, împreună cu Inspectoratul de stat al calităţii şi alte organe de stat centrale şi locale, dezbateri, schimburi de experienţă, consfătuiri şi alte acţiuni în scopul îmbunătăţirii calităţii produselor, să participe activ la organizarea controlului obştesc pentru calitate, manifestînd o maximă exigenţă în respectarea cu stricteţe în toate fazele de fabricaţie a disciplinei tehnologice.

8. — Organizarea modernă a producţiei şi muncii presupune şi asigurarea unor măsuri tehnice şi organizatorice care să garanteze condiţii corespunzătoare de *protecţie a muncii şi educarea salariaţilor în sprijinul respectării stricte a normelor de tehnica securităţii şi igiena muncii*. Comisiilor inginerilor şi tehnicienilor le revine îndatorirea să determine cadrele tehnice ca la fiecare loc de muncă, în fiecare secţie să fie luate cele mai eficace măsuri care să evite accidentele de muncă şi îmbolnăvirile profesionale. Comisiile să acţioneze pentru eliminarea zgomotelor şi vibraţiilor, asigurarea unei ventilaţii şi a unui iluminat igienic, combaterea poluării aerului şi apelor în interiorul şi în afara întreprinderilor, reducerea efortului fizic ş.a., astfel încît oamenii muncii să beneficieze de cele mai bune condiţii de muncă şi viaţă.

9. — Conferinţa consideră că sarcini de răspundere revin inginerilor, tehnicienilor şi celorlalte categorii de salariaţi din întreprinderile de *construcţii montaj, institute de cercetări şi proiectări* şi din unităţile care realizează utilaje tehnologice, pentru realizarea la termen şi la un nivel tehnic şi calitativ superior a investiţiilor, pentru creşterea substanţială a eficienţei lor.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor din unităţile de construcţii şi montaj sînt chemate să-şi aducă o contribuţie concretă la luarea tuturor măsurilor pentru pregătirea temeinică a lucrărilor de investiţii, accelerarea ritmului de execuţie a construcţiilor, darea în termen în funcţiune a capacităţilor de producţie la parametrii proiectaţi.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor din unităţile de construcţii, din institutele de proiectare şi cercetare, să antreneze pe fiecare inginer şi tehnician la reducerea costului lucrărilor executate, extinderea folosirii proiectelor tip, pentru soluţii constructive simple, moderne, cu structuri uşoare şi economice, pentru dimensionarea construcţiilor la strictul necesar, sporirea gradului de industrializare a tuturor construcţiilor, folosirea pe scară largă a prefabricatelor şi mecanizarea lucrărilor, eliminarea finisajelor inutile.

10. — Conferinţa cere ca inginerii şi tehnicienii din *agricultura* patriei noastre să-şi aducă întreaga lor contribuţie la creşterea în ritm susţinut a producţiei agricole prin raionarea corespunzătoare a culturilor, asigurarea seminţelor de înaltă productivitate, executarea la timp şi în bune condiţiuni a tuturor lucrărilor agricole, obţinerea de producţii legumicole ridicate ş.a. În acelaşi timp o atenţie deosebită trebuie acordată înfăptuirii programului naţional de dezvoltare a zootehniei, creşterii efectivelor şi ameliorării raselor de animale. Cadrele tehnice din agricultură au datoria să se ocupe mai mult de realizarea programului de irigaţii şi îmbunătăţiri funciare, organizarea corespunzătoare a exploatării suprafeţelor irigate.

Conferinţa cere Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, Uniunii sindicatelor din

agricultură şi consiliilor judeţene ale sindicatelor să constituie comisii ale inginerilor şi tehnicienilor în unităţile agricole socialiste, pentru a cuprinde în munca obştească totalitatea cadrelor tehnice din agricultură.

11. — Realizarea cu succes a problemelor complexe ce le pune promovarea progresului tehnic, modernizarea economiei naţionale, aplicarea realizărilor ştiinţei şi tehnicii mondiale, impun o participare mai activă a comisiilor inginerilor şi tehnicienilor, a Consiliului Naţional, la acţiunea de *ridicare a pregătirii şi perfecţionării profesionale* a fiecărui cadru tehnic, a muncitorilor, a tuturor salariaţilor.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor sînt chemate să participe la elaborarea programelor şi a tematicilor prevăzute de legea privind perfecţionarea pregătirii profesionale şi să dezvolte o activitate de perfecţionare a cadrelor corelată cu cea desfăşurată de organizaţiile socialiste. C.N.I.T. şi comisiile judeţene ale inginerilor şi tehnicienilor trebuie să ajute mai mult activitatea comisiilor din întreprinderi pentru a contribui la îmbunătăţirea planurilor de propagandă tehnică, generalizînd experienţa unor comisii privind organizarea de lectorate, dezbateri, sesiuni tehnico-ştiinţifice pe specialităţi etc., în sprijinul informării cadrelor tehnice şi a muncitorilor cu realizările obţinute pe plan naţional şi internaţional.

Împreună cu ministerele, C.N.I.T. să sprijine comitetele de redacţie ale revistelor tehnice în vederea îmbunătăţirii conţinutului acestora şi a abordării celor mai stringente probleme cu care sînt confruntate întreprinderile şi ramurile de producţie, pentru generalizarea experienţei valoroase, pentru asigurarea unei informări şi documentări operative în concordanţă cu realizările şi noutăţile tehnice din ţară şi de peste hotare.

Prin funcţiile de conducere ce ocupă în procesul de producţie, cadrele tehnice sînt chemate să militeze pentru înfăptuirea politicii partidului nostru, aducîndu-şi contribuţia la activitatea de ridicare a nivelului politic şi ideologic, de creştere a conştiinţei socialiste a fiecărui salariat, la aplicarea vastului program de activitate pe tărîm ideologic izvorît din documentele plenarei C.C. al P.C.R. din 3—5 noiembrie 1971.

12. — *Îmbunătăţirea continuă a activităţii comisiilor inginerilor şi tehnicienilor şi a C.N.I.T.* cu masa largă a cadrelor tehnice sub îndrumarea sindicatelor contribuie la înfăptuirea măsurilor stabilite de partid privind perfecţionarea relaţiilor de producţie, pe linia dezvoltării democraţiei socialiste, de participare activă în strînsă unitate cu clasa muncitoare, a tuturor categoriilor de oameni ai muncii.

Centrul de greutate al activităţii obşteşti a inginerilor şi tehnicienilor urmează să fie în întreprinderi şi instituţii.

Fiecare comisie a inginerilor şi tehnicienilor trebuie să manifeste maximum de iniţiativă şi spirit de răspundere în stabilirea şi realizarea obiectivelor, în jurul cărora să atragă cadrele tehnice şi ceilalţi specialişti, astfel încît activitatea să fie axată pe problemele esenţiale ale producţiei. Toate problemele importante ce preocupă cadrele tehnice să fie în atenţia permanentă a comisiilor inginerilor şi tehnicienilor, care să urmărească ca tot ceea ce se propune pentru perfecţionarea producţiei şi organizarea muncii să fie valorificat de comitetele sindicatelor şi în activitatea de decizie a comitetelor oamenilor muncii. În întreaga lor muncă, comisiile inginerilor şi tehnicienilor să conlucreze strîns cu organizaţiile U.T.C., cu celelalte comisii ale organizaţiilor de partid şi sindicale.

Comisiile judeţene ale inginerilor şi tehnicienilor, prin atragerea celor mai competente cadre din judeţ, să devină foruri cu autoritate tehnică, sprijin de nădejde pentru organele de conducere locale.

Comisiile trebuie să organizeze generalizarea experienţei pozitive din activitatea comisiilor inginerilor şi tehnicienilor din întreprinderi, să organizeze acţiuni eficiente care să contribuie la sprijinirea schimbului de informaţii tehnice, de experienţă, între cadrele tehnice de aceeaşi specialitate.

C.N.I.T. trebuie să devină un înalt for obştesc de dezbatere a problemelor fundamentale ale progresului tehnic şi organizării ştiinţifice a producţiei, de atragere a cadrelor tehnice la înfăptuirea exemplară a hotărîrilor partidului şi guvernului cu privire la perfecţionarea activităţii în întreaga economie.

C.N.I.T. şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor să participe la acţiunea de analiză a modului cum sînt folosite cadrele tehnico-inginereşti în vederea elaborării de criterii pentru folosirea mai raţională a tuturor forţelor tehnico-ştiinţifice, în folosul întăririi activităţii de producţie şi concepţie.

13. — Apreciind oportunitatea constituirii în cadrul C.N.I.T. a Colegiului pentru problemele eticii profesionale, conferinţa cere ca el să militeze pentru creşterea prestigiului profesiunii de inginer şi tehnician, pentru crearea unei opinii de masă în rîndul cadrelor tehnice în favoarea unei înalte ţinute morale, de prevenire şi eliminare a atitudinilor care nu se încadrează în normele eticii profesionale şi socialiste.

14. — Conferinţa pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor a examinat *activitatea internaţională* desfăşurată de C.N.I.T. şi a stabilit ca şi în viitor acesta să aplice în relaţiile tehnico-ştiinţifice naţionale şi internaţionale principiile politicii externe a Partidului Comunist Român şi a guvernului, de largă colaborare şi cooperare tehnico-ştiinţifică pe baza respectării independenţei şi suveranităţii naţionale, egalităţii în

drepturi, neamestecului în treburile interne şi avantajului reciproc.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor să dezvolte legăturile cu asociaţiile de ingineri şi tehnicieni din toate ţările socialiste, cu societăţile naţionale din celelalte ţări dezvoltate sau în curs de dezvoltare, bazate pe principiile cooperării, schimbului de opinii, de experienţă şi de informaţii, a avantajului reciproc şi a neimixtiunii în problemele interne ale fiecărei organizaţii.

Consiliul Naţional să-şi aducă în continuare contribuţia efectivă la activitatea organizaţiilor tehnico-ştiinţifice internaţionale la care este afiliat, pentru a folosi în mai mare măsură concluziile manifestărilor la care participă şi să se afilieze la acele organizaţii internaţionale a căror activitate prezintă interes pentru ţara noastră.

Conferinţa exprimă întreaga adeziune a cadrelor tehnice faţă de politica externă a partidului şi guvernului, întemeiată pe dezvoltarea relaţiilor de prietenie şi colaborare cu ţările socialiste, de extindere a cooperării multilaterale cu toate statele indiferent de orînduirea lor politică şi socială, bazată pe principiile respectării independenţei şi suveranităţii naţionale, egalităţii în drepturi, neamestecului în treburile interne şi avantajului reciproc. Intelectualitatea tehnică susţine poziţia adoptată de partidul şi statul nostru, de întregul popor, pentru încetarea războiului dus de Statele Unite ale Americii în Vietnam, pentru condamnarea noilor acte de escaladare a războiului de către imperialismul american împotriva R. D. Vietnam, pentru retragerea totală a forţelor Statelor Unite ale Americii din Indochina, pentru reglementarea conflictului din Orientul Apropiat în sprijinul Rezoluţiei Consiliului de Securitate din noiembrie 1967, organizarea în cel mai scurt timp a Conferinţei general europene, consacrată securităţii şi colaborării, pentru adoptarea de măsuri practice în domeniul dezarmării generale, în special al celei nucleare.

Cadrele tehnice din întreprinderi, institute de cercetare, proiectare, învăţămînt sînt chemate să contribuie activ la traducerea în viaţă a tuturor acordurilor şi înţelegerilor convenite cu ţările africane vizitate recent de delegaţia ţării noastre în frunte cu Secretarul general al partidului, tovarăşul Nicolae Ceauşescu, privind dezvoltarea cooperării în domeniul minier, geologic, forestier, agricol, în pregătirea cadrelor pentru aceste ţări şi în acordarea asistenţei tehnice.

★

Participanţii la conferinţă exprimă hotărîrea şi angajamentul unanim al cadrelor tehnice, însufleţite de ideile socialismului şi de dragoste neţărmurită faţă de patrie, de a-şi aduce cu devotament şi abnegaţie o contribuţie tot mai mare la valorificarea superioară a tuturor resurselor ţării, la utilizarea intensivă a întregului potenţial de producţie al economiei noastre socialiste.

Inginerii şi tehnicienii din ţara noastră întîmpină Conferinţa Naţională a Partidului — moment important pentru perfecţionarea în continuare a conducerii şi organizării societăţii socialiste — şi a XXV-a aniversare a proclamării Republicii cu nemărginit entuziasm şi hotărîre de a obţine noi şi importante succese în muncă. Ei se angajează să-şi consacre întreaga energie şi capacitate creatoare cauzei supreme a partidului, înfloririi vieţii materiale şi spirituale a celor ce muncesc în scumpa noastră patrie, România socialistă.

TEZE DE DOCTORAT

Reglarea automată a cazanelor de abur cu arderea simultană a mai mulţi combustibili

Badea I. Arsene

Teză de doctorat susţinută în şedinţă publică la Institutul politehnic Bucureşti la 10 ianuarie 1972

Pornind de la necesitatea rezolvării problemelor ridicate de reglarea automată a cazanelor de abur cu arderea simultană a mai mulţi combustibili încă înainte de intrarea în funcţiune a instalaţiei tehnologice, autorul părăseşte linia clasică a utilizării experienţei unor instalaţii similare şi dezvoltă teoria necesară de stabilire a modelului matematic al instalaţiei, folosind ca bază date ce se cunosc încă în faza de proiectare a instalaţiei tehnologice.

Lucrarea abordează o problematică de cea mai mare importanţă pentru centralele termoelectrice şi anume aceea a automatizării cazanelor de abur. Această problemă este cu atît mai importantă cu cît nevoile de energie electrică pentru industrie au determinat o dezvoltare însemnată a industriei constructoare de echipamente termoenergetice, printre care se numără şi cazanele de abur de mare capacitate (400 t, 1000 t/h), care vor funcţiona cu unul sau mai mulţi combustibili.

Autorul, după o scurtă prezentare a stadiului actual al reglării automate a cazanelor de abur cu ardere simultană a mai mulţi combustibili şi a definirii proceselor de ardere în cazul acestor cazane, rezolvă una din cele mai dificile probleme în automatizarea cazanelor şi anume stabilirea modelului matematic pentru toate circuitele termotehnice ale cazanului supuse automatizării, ca circuitul de încălzire a apei, a aburului supraîncălzit, circuitul gazelor de ardere etc.

Formalizarea matematică a proceselor care au loc în diverse părţi ale cazanului reprezintă o contribuţie importantă a autorului, avînd în vedere complexitatea fenomenelor fizice care au loc în aceste circuite şi, mai ales, la cazanele cu ardere simultană a mai mulţi combustibili.

Relaţiile şi concluziile din lucrare sînt generale, acestea putînd fi aplicate ca un caz particular şi la studiul reglării automate a cazanelor de abur care utilizează un singur combustibil.

Lucrarea conţine opt capitole, două anexe şi lista cu bibliografia cercetată.

În primul capitol se prezintă stadiul actual în ţară şi străinătate al reglării automate a cazanelor de abur cu arderea simultană a mai mulţi combustibili.

Capitolul doi tratează procesul tehnologic al arderii simultane în cazanele de abur, unde autorul tezei aduce unele contribuţii originale la stabilirea randamentului cazanelor de abur şi la indicii de urmărire a calităţii arderii la combustia mixtă.

În capitolul trei, pe baza studiului instalaţiei tehnologice, se prezintă modelele matematice ale circuitelor de reglare a cazanelor de abur la arderea mixtă. Se relevă aici modelele stabilite de autorul tezei pentru repartiţia debitului de căldură a capacităţii termice la arderea mixtă, circuitul gazelor de ardere, de aer, de alimentare cu combustibil gazos şi lichid etc.

După ce în capitolul următor se prezintă caracteristicile dinamice ale dispozitivelor de automatizare, în capitolul cinci se tratează performanţele care se urmăresc la reglarea automată a cazanelor de abur cu ardere mixtă.

În capitolul şase se studiază diferite variante de scheme de reglare automată a cazanelor de abur cu ardere mixtă. Se remarcă aici contribuţiile aduse de autor în clasificarea cazurilor de ardere mixtă, în vederea stabilirii soluţiilor.

Capitolul şapte prezintă modul de aplicare al teoriei elaborate prin cazuri concrete, în utilizarea modelării pe calculator analogic, precum şi elaborarea de subrutine pentru calcularea circuitelor de reglare a cazanelor de abur cu ajutorul calculatoarelor electronice numerice.

În cele două anexe se prezintă elementele de modelare pe calculatorul analogic şi numeric.

Lucrarea elaborată aduce contribuţii valoroase la rezolvarea problemelor ridicate de reglarea automată a cazanelor de abur la arderea mixtă a mai mulţi combustibili. Relaţiile stabilite, ca şi metodologiile de calcul elaborate şi prezentate metodic, pot fi utilizate direct în proiectarea şi exploatarea instalaţiilor de reglare automată a cazanelor de abur cu străbatere forţată şi cu circulaţie naturală, la arderea mixtă sau a unui singur combustibil.

S. Florea.

DOCUMENTARE

Transistoarele de înaltă frecvenţă BF—167 şi BF—173

La I.P.R.S. — Băneasa au fost omologate recent şi au intrat în producţie de serie transistoarele de înaltă frecvenţă BF—167 şi BF—173. Aceste transistoare planare cu siliciu sînt concepute special pentru a întruni calităţile necesare obţinerii unor performanţe optime în amplificatoarele de frecvenţă intermediară pentru receptoarele de televiziune.

Datorită reducerii capacităţii de reacţie $C_{b.c}$, devine posibilă realizarea unor amplificatoare neneutrodinate, perfect stabile, cu un cîştig în putere ridicat, avînd performanţe foarte omogene.

Transistorul BF—167 este cunoscut în special datorită performanţelor remarcabile pe care le permite în etajele de intrare F.I cu control automat al amplificării. Domeniul de reglaj, cu un singur etaj controlat, poate atinge 60 dB (o variaţie a amplificării în putere de 10^6).

Transistorul BF—173 are o construcţie planar epitaxială, ceea ce conduce la o valoare mică a tensiunii de saturaţie şi deci la o plajă mărită a semnalului de ieşire. Se pot obţine impulsuri video de ordinul a 5,5 V la bornele unei rezistenţe de detecţie de 1,8 kΩ, fără ca distorsiunile de neliniaritate să depăşească 10%.

Pentru reducerea capacităţii de reacţie $C_{b.c}$, s-a adoptat o construcţie diferită de cea a transistoarelor obişnuite, denumită „ecranare integrată". (Brevet PHILIPS, v.

Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967, Actualităţi). Această construcţie constă în separarea electrostatică a suprafeţei de contact a bazei de regiunea *n* a colectorului printr-un strat difuzat de tip *p*, situat sub suprafaţa metalizată de interconexiune a bazei, de care se izolează printr-un strat de oxid.

Ecranul astfel format se leagă la emitor printr-o bandă care prelungeşte suprafaţa de interconexiune a acestuia.

Stratul difuzat de tip *p* constituie, împreună cu regiunea *n* a colectorului, o diodă polarizată în invers în funcţionare normală, a cărei capacitate de barieră are o valoare foarte mică şi este conectată în paralel cu capacitatea bază-colector. În paralel cu joncţiunea bază-emitor apare capacitatea formată între suprafaţa de interconexiune a bazei şi stratul *p* difuzat, care are de asemenea o valoare neglijabilă.

Aplicarea procesului descris şi reducerea dimensiunilor structurii pînă la limita posibilităţilor tehnologice (în funcţie de randamentul dorit) conduc la obţinerea unor capacităţi de reacţie de ordinul a 0,15 pF, ceea ce permite realizarea unor amplificatoare stabile, neneutrodinate, cu o amplificare maximă în putere de 42 dB la frecvenţa de 35 MHz.

Valoarea redusă a capacităţii părţii active a transistorului impune o încapsulare specială care să aibă o valoare foarte mică a capacităţii parazite. Această condiţie o îndeplineşte capsula TO—72 cu patru terminale.

Structura de transistor este montată pe una dintre terminale (cea de colector), fiind astfel izolată de capacul metalic care se pune la masă prin intermediul celei de a patra conexiuni.

Datorită efectului de ecranare al capacului şi ambazei metalice, capacitatea de reacţie proprie a capsulei este de ordinul sutimii de picofarad.

Prin evitarea neutrodinării se elimină principala sursă de dispersie în producţia de serie a amplificatoarelor de F.I. pentru televizoare, precum şi de distorsiuni de frecvenţă la capetele benzii de trecere.

Calitatea superioară a transistoarelor BF—167 şi BF—173 este asigurată prin verificări periodice ale rezistenţei la solicitările mecano-climatice şi electrice care apar în cursul funcţionării în aparatura electronică.

Normele de produs prevăd două încercări de durată (500 ore) prin stocare la temperatură maximă admisibilă şi în funcţionare la o putere disipată de 160 mW, egală cu puterea maximă admisibilă la acest tip de capsule.

Tabela 1

		BF-167	BF-173
Tensiune colector-bază	V_{CBO}	max. 40 V	max. 40 V
Tensiune colector-emitor	V_{CEO}	max. 30 V	max. 25 V
Curent de colector	I_C	max. 25 mA	max. 25 mA
Putere disipată	P_{tot}	max. 150mW	max. 230 mW
Frecvenţa de tranziţie	f_T	tip. 400 MHz	tip. 600 MHz
Capacitate de reacţie (la 10,7 MHz)	$-C_{re}$	tip. 0,15pF	tip. 0,23 pF
Puterea unilateralizată maximă $I_C = 4$ mA, $V_{CE} = 10$ V, f=35 MHz	G_{UM}	tip 42 dB	tip. 42,5 dB
Domeniul de reglaj al amplificării	ΔG_{tr}	tip. 60 dB	—

Transistoarele sînt supuse de asemenea unor solicitări de scurtă durată, dar avînd o intensitate mult mai mare decît cele întîlnite în funcţionarea normală. De exemplu, se fac probe de căldură umedă ($T = 40°C$, umiditate relativă 93%), acceleraţie constantă prin centrifugare (de 20 000 mai mare decît acceleraţia gravitaţională), şocuri mecanice şi termice etc.

În tabelă se prezintă principalii parametri electronici ai transistoarelor BF—167 şi BF—173.

Ing. *M. Carp*

Salonul internaţional de componente electronice Paris, aprilie 1972

„Salonul" de la Paris, anul acesta la cea de-a 15-a ediţie, este consacrat în momentul de faţă ca cea mai mare expoziţie europeană de electronică.

Expoziţia a cuprins standuri aparţinînd la 1064 de firme din 25 de ţări, din care 40% din ţara gazdă. Participarea de anul acesta a fost cu aproximativ 100 de firme sub cifra atinsă anul trecut, iar cele mai multe din firmele majore în domeniu au prezentat standuri restrînse faţă de 1971.

Aceeaşi atmosferă de „constrîngere" (chiar mai accentuată : participarea cu 15% mai mică) a dominat şi expoziţia similară din S.U.A. (Expoziţia IEEE, New York, martie 1972). Situaţia este o reflectare a crizei generale prin care a trecut electronica americană şi vest-europeană în anii 1970 şi 1971.

Cu toate acestea expoziţia a fost o ocazie importantă de afirmare a ultimilor realizări în electronică şi, mai ales, de afirmare a tendinţelor emergente pentru anul 1972.

În cele ce urmează se prezintă succint aceste tendinţe. Ordinea de punctare corespunde, în mare, importanţei şi noutăţii tendinţei.

Tehnologia MOS devine dominantă pe piaţa digitală

Tehnologia MOS a fost, pînă în 1971, folosită numai de cîteva firme mici, specializate în această tehnologie, pentru circuite integrate MOS/LSI specializate. Anul acesta este marcat de intrarea puternică a marilor firme în domeniul MOS. Prognozele făcute de diferiţi experţi de marketing în legătură cu dezvoltarea tehnologiei MOS sînt dintre cele mai optimiste : „Într-un an de acum, dacă excludem maşinile mari şi luăm numai logica, aproape toate proiectele noi de calculatoare vor fi făcute cu MOS" (Dr. D. Donahue, vicepreşedinte RCA Solid — State Europe).

Se remarcă dezvoltarea deosebită pe care o dă Japonia acestei tehnologii : în 1971 vînzările de circuite integrate MOS ale Japoniei le-au egalat pe cele ale S.U.A., în timp ce cifra corespunzătoare a Europei a fost de numai 15%.

Ca variante tehnologice se folosesc p/MOS, n/MOS şi c/MOS, toate cu poartă de siliciu. Alegerea uneia sau a alteia depinde de aplicaţie. Se apreciază că tehnologia c/MOS este următoarea verigă în lanţul RTL, DTL, TTL al tehnologiilor circuitelor integrate. În ceea ce priveşte alegerea între p/MOS şi n/MOS se constată o oarecare tendinţă spre n/MOS care are avantajele vitezei mai mari şi pragului mai mic.

Ca realizare de vîrf în domeniu se remarcă procesorul paralel cu 8 biţi INTEL — 8008 într-un singur circuit integrat, pe tehnologia p/MOS cu poartă de siliciu.

Aplicaţiile de larg consum ale electronicii sînt în plină creştere

„Salonul" a marcat tendinţa de introducere a electronicii în domenii noi, neimaginabile pînă recent, şi în primul rînd în aplicaţii de larg consum. Printre produsele expuse un loc important l-au ocupat ceasurile de mînă electronice realizate pe tehnologia c/MOS sau pe tehnologia bipolară. De asemenea, s-au prezentat circuite integrate MOS pentru orgă electronică, circuite integrate bipolare pentru televizoare color etc.

Elementele de afişare cu cristale lichide şi elementele de afişare cu tuburi cu gaz-segmente (PANAPLEX II): doi concurenţi noi pentru diodele luminescente (LED)

Din punct de vedere structural, cristalele lichide aparţin stării mesomorfice, care este o stare intermediară între solid şi lichid izotrop; starea lor structurală — şi implicit proprietăţile optice — pot fi alterate într-un sens sau altul pe cale electronică, de unde rezultă aplicabilitatea lor ca elemente de afişare. În modul de lucru transmisiv, segmentele făcute din cristale lichide devin transparente la o anumită tensiune aplicată, permiţînd astfel trecerea luminii de la un bec pus în spatele lor. În modul de lucru reflexiv, segmentele alimentate cu tensiunea reflectă lumina şi devin deci vizibile. Elementele de afişare cu cristale lichide au o calitate în plus faţă de celelalte sisteme: posibilitatea de alternare pe cale electrică a culorii, permiţînd astfel afişarea numerelor pozitive şi negative cu culori diferite etc. Deşi încă în fază de prototip, elementele de afişare cu cristale lichide pot deveni un concurent serios al elementelor luminoase (LED) datorită consumului comparativ mic (0,5 W în modul reflexiv).

Concurentul de tip tub cu gaz (PANAPLEX II) al diodelor luminescente, prezentate de firma Burroughs — S.U.A. (deţinătoarea patentului tuburilor NIXIE), a apărut în mod evident competitiv sub aspectul consumului, preţului, calităţii luminii şi avantajelor de sistem. De altfel, mai multe firme producătoare de calculatoare de birou folosesc deja acest tip de elemente. Problema tensiunii ridicate necesare (circa 170 V) se rezolvă prin includerea unui convertizor CC/CC transistorizat.

Implantarea ionică a devenit un procedeu tehnologic standard care se combină în mod consistent cu procedeul clasic al difuziei

Elementul nou în legătură cu implantarea ionică este că acest procedeu, în fază de laborator pînă acest an, a devenit acum un procedeu tehnologic standard, în linie cu depunerea în vid, fotogravura etc.

Majoritatea firmelor importante din S.U.A. şi Japonia au instalate implantatoare ionice pentru producţie. Procedeul implantării ionice este folosit atît pentru circuite integrate MOS, unde el oferă avantajul esenţial al obţinerii pragului mic numai în zonele în care este necesar, cît şi pentru circuite integrate bipolare, unde le oferă avantajul unei depuneri de dopant controlabile cu mare precizie. În ultimul caz, depunerea prin bombardament ionic este urmată de difuzie termică clasică.

Memoriile semiconductoare concurează şi tind să înlocuiască memoriile cu ferite

Aşa cum a apărut la „salonul" de la Paris, memoria MOS de 1024 biţi este un circuit standard în 1972. Aproape toate firmele în domeniul MOS au elaborat RAM de 1024 biţi avînd ca model tipul INTEL — 1103 (tehnologia p/MOS cu poartă de siliciu), care este la fel de popular în domeniul memoriilor ca şi tipul μA 709 în domeniul amplificatoarelor operaţionale. Se prevede ca memoriile (RAM) MOS de 2000 biţi să devină unităţi standard la sfîrşitul acestui an urmînd ca în viitor unitatea de bază să fie de 4096 biţi. Tehnologia de perspectivă este p/MOS cu poartă de siliciu (cea utilizată azi) sau, eventual, n/MOS cu poartă de siliciu.

Tehnologia bipolară se perfecţionează pentru a deven competitivă cu tehnologia MOS în ceea ce priveşte densitatea funcţională

În prezent au intrat în producţie variante rafinate ale procesului PLANAR standard prin care creşte densitatea funcţională a circuitelor bipolare, făcîndu-se competitive cu cele MOS în domeniul memoriilor RAM de 1024 biţi. Printre cele mai proeminente se remarcă:

— *procesul IZOPLANAR* (Fairchild, S.U.A.) în care difuzia de izolare se înlocuieşte printr-un oxid termic, realizîndu-se o economie de arie de 40% fără nici un sacrificiu de performanţă;

— *procesul Collector Diffusion Isolation — CDI* (Ferranti, Anglia) în care structura de transistor npn se realizează pe un strat epitaxial subţire, de tip p, cu colectorul realizat în stratul îngropat şi izolarea prin difuzia colectorului; prin această tehnologie se obţine o economie de arie mai mare de 50%, cu sacrificiul performanţei de tensiune maximă, care este neesenţial în cazul logicii TTL;

— *procesul Merged Transistor Logic — MTL*, (IBM, S.U.A.; Philips, Olanda) care constă în modificarea organizării unor clase de circuite logice făcînd uz de cuplarea inerentă a colectoarelor în procesul PLANAR şi eliminînd astfel o mare parte din ariile de izolare.

Se apreciază că, în viitor, memoriile RAM rapide de 1024 şi 2048 de biţi vor fi dominate de tehnologii bipolare, în timp ce memoriile de 4096 şi 8192 de biţi vor fi dominate de tehnologia MOS.

În domeniul circuitelor integrate liniare anul 1972 este anul amplificatoarelor operaţionale cu transistoare cu efect de cîmp

Amplificatoarele operaţionale cu intrare pe transistoare cu efect de cîmp cu joncţiuni sînt ideale pentru aplicaţiile în care curentul de intrare este critic, cum ar fi amplificatoarele electrometrice, integratoarele lente etc. În momentul de faţă, mai multe firme fabrică amplificatoarele operaţionale cu transistoare cu efect de cîmp monolitice, care au curentul de intrare în domeniul 0,1 pA. Tehnicile folosite pentru fabricarea acestor circuite sînt complexe, ele combinînd procese tehnologice avansate bipolare şi monopolare.

Circuitele hibride sînt în creştere pentru aplicaţii de larg consum, industriale şi militare

Aproape toate firmele de semiconductoare şi unele din firmele de aplicaţii au prezentat circuite integrate hibride bazate pe diferite tehnologii. Aplicaţiile acestor circuite sînt din cele mai diferite, de la jucării electronice pînă la comunicaţii militare sau spaţiale.

Componentele semiconductoare discrete sînt în declin (ca volum total), însă cu dezvoltări puternice în domeniul transistoarelor de putere şi al redresoarelor.

În timp ce toate proiectele noi de sisteme electronice de mică putere se fac cu circuite integrate, eliminîndu-se treptat de pe piaţă transistoarele de putere mică, transistoarele-componente discrete continuă să domine în domeniul puterilor mari. „Salonul" de la Paris a relevat o dezvoltare evidentă a transistoarelor de putere (atît în capsulă metalică cît şi în plastic) şi a redresoarelor. Ca realizări tehnice se remarcă structurile Darlington monolitice (factor de amplificare de 1000 la 10 A, putere disipată 150 W la 25°C), structurile de înaltă tensiune (tensiune de străpungere colector-emitor 500 V, putere 4W) şi structurile triplu difuzate (putere disipată 175 W, frecvenţă limită 50 MHz).

C. Bulucea

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681. 32. 001. 13

Лазэр И. С., Дончиу К. и *Григореску, М.:*

Автоматическое проектирование электронных цифровых вычислительных машин.

Automatica şi Electronica 16, № 4, июль-август 1972, стр. 153–159

Применяются электронные вычислительные машины при оптимальном проектировании структуры новых вычислительных устройств.

ДК 621.391

Николау Едм. и *Бэлэчяну К.:*

Синтез нового класса конечных автоматов, изготовленных с электрическими элементами нейронового типа.

Automatica şi Electronica 16, № 4, июль-август 1972, стр. 159–163

Применяются электрические элементы с выступом как в модели нейрона.

ДК 621.391

Куперман Вл.:

Применение циклических кодов для синхронизации групп.

Automatica şi electronica 16, № 4, июль-август 1972. Стр. 164–168

Излагаются условия, необходимые для начала последовательности повторений и способ выполнения этих условий, применяя единый код из класса циклических кодов.

ДК 621.398

Вайсман Л.:

Оборудование телесигнализации и цифрового циклического телеизмерения для городских электросетей.

Automatica şi electronica 16 № 4, июль-август 1972, стр. 168–174

Принцип и реализация телемеханического моно- или бифункционального телемеханического оборудования типа пост к посту для рассеянных объектов.

ДК 681.32.06:621—523.8

Стругару К.:

Микропрограммированная единица управления для цифровых вычислительных машин.

Automatica şi Electronica 16 № 4, июль-август 1972, стр. 174–178

Описывается логическая схема в двух вариантах для микропрограммированной единицы управления; рассматривается возможность применения микроподпрограмм с этой схемой.

ДК 681.3.06

Гоффман И. и *Поп В.:*

Алгоритм поощрения для осведомляемых систем.

Automatica şi Electronica 16, № 4, июль-август 1972, стр. 179–184

В рамках этих систем, решение улучшается с точки зрения вероятности в случае подачи к экстремизации показателя достижения.

ДК 621—55: 55: 681.32

Нитy К.:

Методы варьирования параметров настройки на цифровых адаптивных регуляторах.

Automatica şi Electronica 16 № 4, июль-август 1972, стр. 184–188

Это варьирование необходимо в случае изменения одного или нескольких параметров функции передачи неподвижной части.

ДК 621.382.323:621.375.024

Кэтэнеску В.:

Применение транзисторов с эффектом поля в усилителе постоянного ; тока с модулированием — демодулированием (типа chopper).

Automatica şi Electronica 16 № 4, июль-август 1972, стр. 189–192

Приводится конкретный контур, осуществленный автором.

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 198
ДОКУМЕНТАЦИЯ 198–199
ХРОНИКА 199–200

INHALT

DK 681.32.001.13

Lazăr I. S., Donciu C. und *Grigorescu M.* :

Automatischer Entwurf nummerischer Elektronenrechner.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August, 1972, S. 153–159

Für den optimalen Entwurf des Aufbaus der neuen Rechner werden Elektronenrechner eingesetzt.

DK 621.391

Nicolau Edm. und *Bălăceanu C.* :

Synthese einer klasse von Fertigautomaten, die mit elektrischen Elementen, Typ Neuron, ausgeführt werden.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August, 1972, S. 159–163

Es werden elektrische Elemente mit Schwelle, die als Neuronmodell betrachtet werden, verwendet.

DK 621.391

Cuperman Vl. :

Anwendung der zyklischen Code für die Gruppensynchronisierung.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August 1972, S. 164–168

Es werden die erforderlichen Bedingungen der Ansatzfolge einer Widerholung und wie diese Bedingungen durch Anwendung eines Einheitscodes aus der Klasse der zyklischen Code erfüllt werden können, dargelegt.

DK 621.398

Vaisman L. :

Ausrüstung für numerische zyklische Fernmessung und Fernmeldung für städtische Leitungsnetze.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August 1972, S. 168–174

Prinzip und Ausführung einer ein-oder zweifunktionalen telemechanischen Ausrüstung, Typ Anschluss zu Anschluss für verstreut liegende Objekte.

DK 681.32.06 : 621–523.8

Strugaru C. :

Mikroprogrammierte Steuerungseinheit für numerische Rechner.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August 1972, S. 174–178

Es wird ein logisches Schema in zwei Varianten für eine mikroprogrammierte Steuerungseinheit beschrieben. Ferner wird die Anwendungsmöglichkeit der Mikroteilprogramme mit diesem Schema erörtert.

DK 681.3.06

Hoffmann I. und *Pop V.* :

Anregungsalgorythmus für instruierbare Systeme.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August 1972, S. 179–184

Im Rahmen dieser Systeme ist die Entschliessung vom Standpunkt der Wahrscheinlichkeit, im Falle der Voreilungsrichtung zur Extremgestaltung der Leistungskennziffer verbessert worden.

DK 621–55 : 681.32

Nitu C. :

Methoden zur Veränderung der Abstimmungsparameter bei nummerischen Anpassungsreglern.

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August 1972, S. 184–188

Diese Veränderung ist in dem Falle nötig, im dem einer oder mehrere Parameter der Übertragungsfunktion des fixen Teils variieren.

DK 621.382.323 :621.375.024

Cătănescu V. :

Verwendung der Transistoren mit Feldwirkung in Gleichstromverstärken mit Modulation und Demodulation (Typ Chopper).

Automatica şi Electronica 16, H. 4, Juli-August 1972, S. 189–192

Eine vom Verfasser entwickelte konkrete Schaltung wird dargelegt.

DISSERTATIONEN 198
DOKUMENTATION 198–199
CHRONIK 199–200

CONTENTS

DC 681.32.001.13.

Lazăr I. S., Donciu C. and *Grigorescu M.* :

Automated designing of electronic digital computers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 153–159

Utilization of electronic computers in designing the structure of new computers.

DC 621.391

Nicolau Edm. and *Bălăceanu C.* :

Synthesis of a class of finite automata achieved with neuron-type electric elements.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 159–163

Utilization of threshold electric elements considered as neuron models.

DC 621.391

Cuperman Vl:.

Utilization of cyclical codes for group synchronization.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 164–168

The author presents the conditions that must be fulfilled by a starting sequent of a repetition and the way of fulfilling these conditions, utilizing a single code belonging to the cyclical code class.

DC 621.398

Vaisman L. :

Cyclical digital remote signalling and measurement equipment for secondary distribution networks.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 168–174

Principles and achievement of telemechanical mono- or bifunctional ,,station-to-station''-type equipment for dispersed entities.

DC 681.32.06 : 621–523.8

Strugaru C. :

Microprogrammed control unit for digital computers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 174–178

The author describes a two-variant logical diagram for a microprogrammed control unit; one discusses the possibility of utilizing micro-subprogrammes with this diagram.

DC 681.3.06.

Hoffmann I. and *Pop V.* :

Encouragement utility programmes for instruetible systems.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 179–184

Within the framework of these systems, the decision is enhanced — from the probabilistic point of view — in the case of an advance direction towards the highest values of the performance index.

DC 621–55 : 681.32

Nitu C. :

Methods of varying the tuning parameters in adaptive digital controllers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972 , p. 184–188

This variation is necessary when one or several parameters of the transfer function of the fixed part vary.

DC 621.382.323 : 621.375.024

Cătănescu V. :

Utilization of field effect transistors in chopper-type direct current amplifiers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 4, july-august 1972, p. 189–192

The author presents a concrete circuit he has achieved.

DOCTOR'S THESES 198
DOCUMENTATION 198–199
CHRONICLE 199–200

SOMMAIRE

CD 681.32.001.13

Lazăr I. S., Donciu C. et *Grigorescu M.* :

L'élaboration des projets pour l'automatisation des calculateurs électroniques numériques.

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 153–159

On utilise les calculateurs électroniques lors de l'élaboration des projets optima de la structure des nouveaux calculateurs.

CD 621.391

Nicolau Edm. et *Bălăceanu C.* :

La synthèse d'une classe d'appareils automatiques finis, réalisés avec des éléments électriques du type neuron.

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 159–163

On utilise des éléments électriques à palier, considérés comme un modèle de neuron.

CD 621.391

Cuperman Vl. :

L'utilisation des codes cycliques pour la synchronisation de groupe.

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 164–168

On présente les conditions qui s'imposent à la séquence de commencement d'une répétition et le mode par lequel ces conditions peuvent être satisfaites en utilisant un code unique de la classe des codes cycliques.

CD 621.398

Vaisman L. :

Equipement de télé-signalisation et de télé-mesurage cyclique numérique pour les réseaux électriques urbains.

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 168–174

Le principe et la réalisation d'un équipement télémécanique mono-fonctionnel ou bi-fonctionnel du type poste à poste, pour des objets dispersés.

CD 681.32.06 :621–523.8

Strugaru C. :

Unité de commande micro-programmée pour calculateurs numériques.

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 174–178

On décrit un schéma logique en deux variantes pour une unité de commande micro-programmée; on discute la possibilité de l'utilisation des micro-programmes ayant ce schéma.

CD 681.3.06

Hoffmann I. et *Pop V.* :

Algorithme d'encouragement pour les systèmes instruibles

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 179–184

Dans le cadre de ces systèmes, la décision est améliorée du point de vue de la probabilité, dans le cas du sens d'avancement vers l'extrémisation de l'indice de performance.

CD 621–55 : 681.32

Nitu C. :

Méthodes pour varier les paramètres d'accordement des régulateurs numériques adaptifs.

Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 184–188

Cette variation est nécessaire dans le cas de la variation d'un ou de plusieurs paramètres de la fonction de transfert de la partie fixe.

CD 621.382.323 : 621.375.024

Cătănescu V. :

L'utilisation des transistors à effet de champ pour les amplificateurs de courant continu à modulation-démodulation (du type chopper).

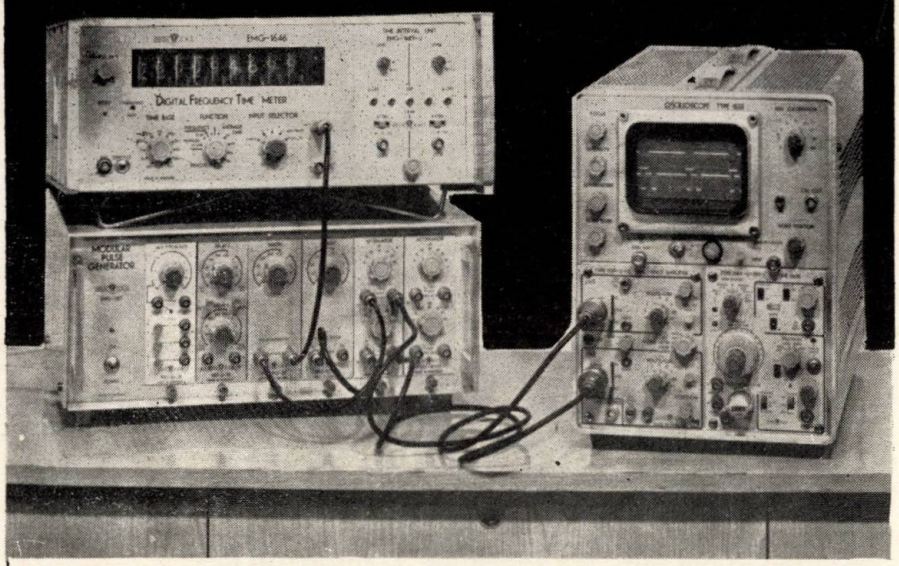
Automatica şi Electronica 16, no. 4, juillet-août 1972, p. 189–192

On présente un circuit concret réalisé par l'auteur.

THÈSES DE DOCTORAT 198
DOCUMENTATION 198–199
CHRONIQUE 199–200

EMG—UZINA PENTRU APARATE ELECTRONICE DE MASURA

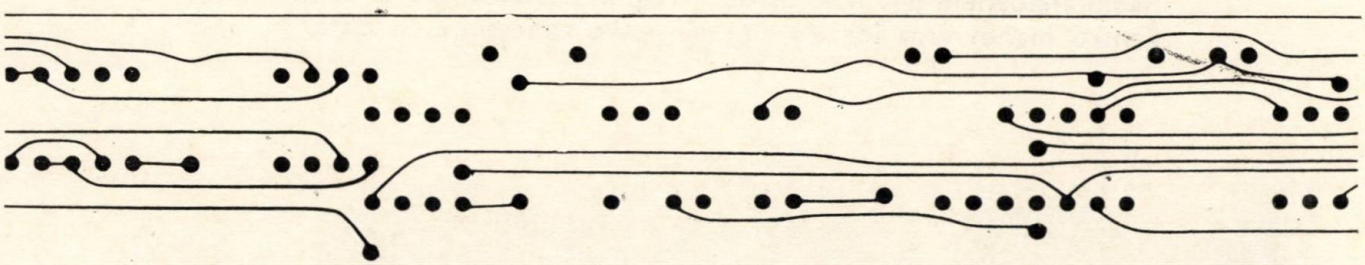
ORION EMG



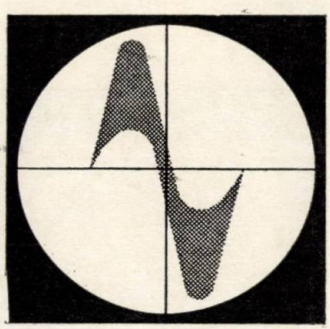
- APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ
  - generatoare de frecvenţă joasă
  - oscilatoare şi generatoare de serviciu
  - generatoare de impulsuri
  - voltmetre numerice
  - osciloscoape
  - frecvenţmetre numerice
  - stabilizatoare de tensiune curent alternativ
- APARATE DE ÎNCERCĂRI PENTRU ELECTRONICA MEDICALĂ
  - aparat pentru electrocardiografie
  - electroencefalografe cu mai multe canale
  - polifiziografe
- ANALIZOARE CU CANALE MULTIPLE
- CIRCUITE LOGICE
- CALCULATOARE DIGITALE ELECTRONICE
- ORDINATOARE ELECTRONICE

Fabricat de EMG
UZINĂ PENTRU APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ
Budapesta XVI, Cziráky u. 26—32, Ungaria
Exportat de METRIMPEX
Budapesta 62, cutia poştală 202, Ungaria
Aparate medicale : UZINA MEDICOR
Budapesta 62, cutia poştală 150, Ungaria

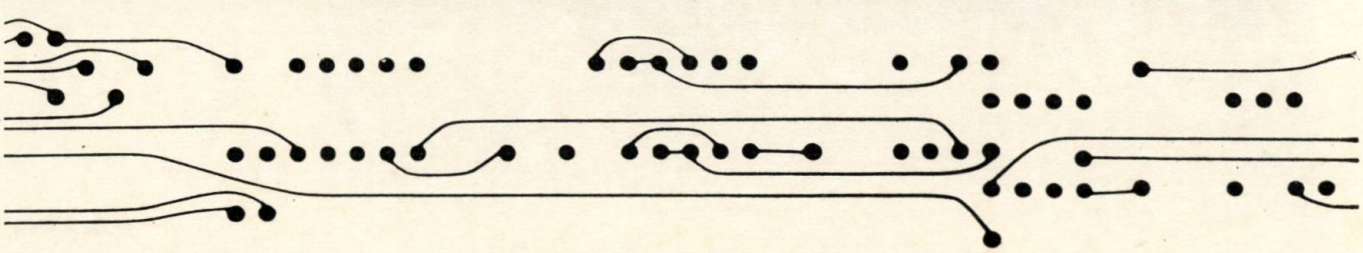
PUBLICOM



electronica 72



al 5-lea tîrg internaţional de specialitate pentru tehnologia în industria electronică
23—29 noiembrie
München 1972



Informaţii : Münchener Messe- und Ausstellungsgesellschaft mbH, D-8000 München 12, Theresienhöhe 13, Telefon (0811) 7 67 11, Telex 05-212086, TA : AMEG

PUBLICOM

Electroimpex

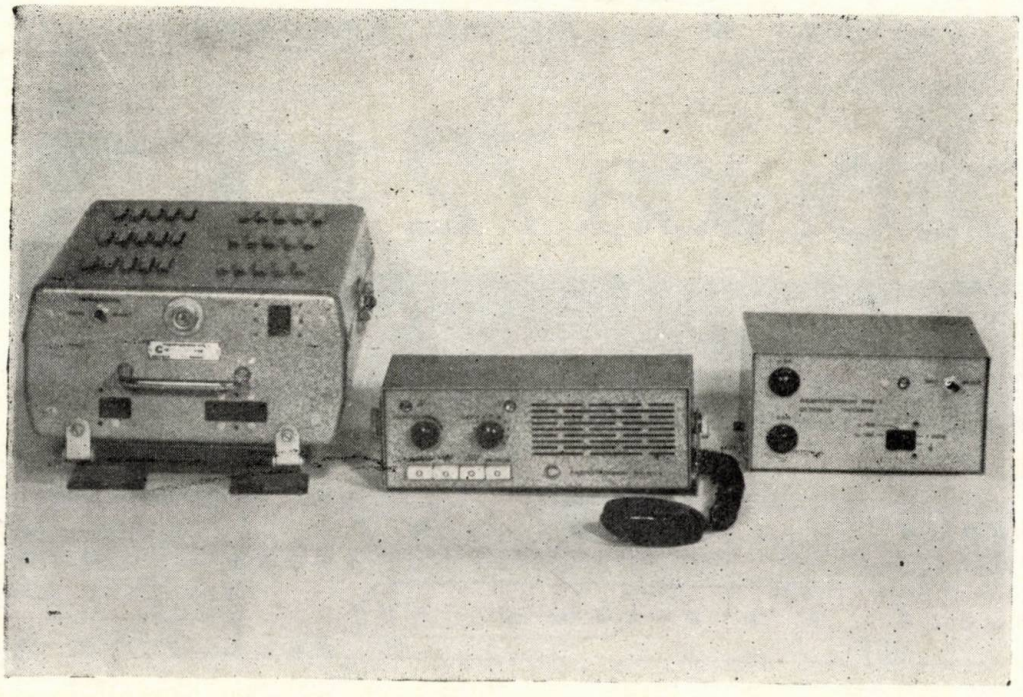
ELECTROIMPEX — Bulgaria
Sofia, ul. G. Washington 17
Telefon : 88-49-91
Telex ; 575

Exportă:

cele mai moderne radiotelefoane pentru asigurarea unei legături duble sau multiple de dispecerat radiotelefonic în domeniile transporturi, construcții, economie forestieră, agricultură etc.;

- RADIOTELEFON PCB-1, cu tuburi de 10 W, cu un canal, pentru distanțe de 30—35 km ;
- RADIOTELEFON PT-21-1, tranzistorizat, de 10 W, cu un canal, pentru distanțe de 15—80 km ;
- RADIOTELEFON PT-21-10, tranzistorizat, cu 10 canale, pentru distanțe de 15—80 km ;
- RADIOTELEFON PCD-65 AM de buzunar, complet tranzistorizat, cu un canal, de 0,1 W, pentru distanțe de 5 km.

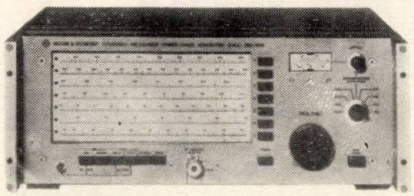
Radiotelefoanele pot fi folosite în regim staționar sau în abonament ; pentru manevrarea lor nu sînt necesare cunoștințe speciale.



PUBLICOM

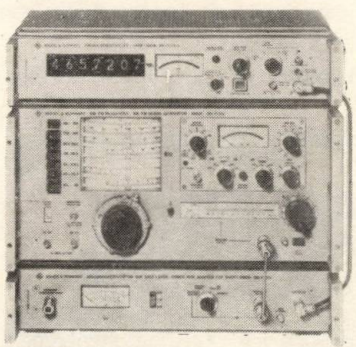
Aparate de măsurat, de precizie, pentru electronică și tehnică de înaltă frecvență

Rohde & Schwarz ocupă un loc de frunte printre producătorii europeni de aparate de măsurat în electronică și instalații pentru telecomunicații. Dintre cele aproximativ 1000 de produse, cu renume mondial datorită calităților deosebite pe care le prezintă, enumerăm cîteva :



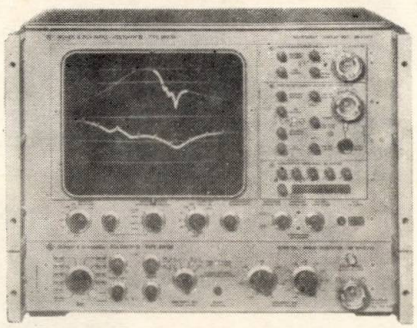
Generator de măsurare a capacităților SMLU

Interval de frecvență 25.... 1000 MHz în șapte subdomenii, cu gradație liniară a scalei. Puterea de ieșire reglată la 2W. Frecvența și puterea de ieșire telecomandabile. Modulație de amplitudine internă (1 kHz, 80%) și externă (1 Hz...10 kHz, pînă la 90%). Extern sînt posibile : modulația de frecvență, vobulația (cu tensiune în dinți de ferăstrău a fiecărui oscilograf), cu o singură trecere de frecvență și sincronizare perfectă de cuarț. Modulația de amplitudine se menține extrem de liniară chiar și în cazul unor grade de modulație mari.



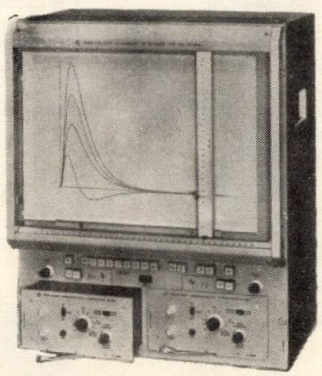
Ansamblu de măsură pentru aparate de emisie-recepție SMDF/ SMDA

Generatorul-etalon AM/FM, fără armonici secundare, cu zgomot de fond redus, pentru 0,4...490 MHz, cu comandă precisă de cuarț de la controlorul de frecvență, pentru măsurarea cursei utile și a cursei perturbatoare. Adaptor de măsurare a capacității 0,02...20 W (100 W) pentru măsurarea parțială a emisiei și a recepției fără comutarea fișelor, sau adaptor de măsurare VOR/ILS pentru semnale de aeronavigație.



Aparat de măsurare a vobulației POLYSKOP III

Tipul SWOB de 0,1...1250 MHz este un aparat universal cu indicator vizual al caracteristicilor de frecvență, cu patru canale, cu circa 20 de oscilatoare de vobulație interschimbabile, și șase amplificatoare diferite de măsură (lin. 20 dB, log. 60 dB). Are posibilitatea să prezinte caracteristicile de frecvență cu transferul de avans și revenire precum și extensia. În prezent se livrează partea emițătorului și cu bandă largă pînă la 860 MHz și punte de măsură adaptoare (0,1...400 MHz) care măsoară adaptabilitatea prin sesizarea cantitativă a atenuării refluxului.

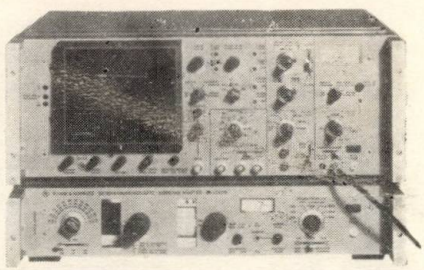


Înregistrator XY ZSK

cu caracteristici dinamice unice : viteza de înregistrare în direcția X și Y > 150 cm/s, accelerarea pornirii > 7 g, supramodulații <1 mm, independent de amplitudine. Domeniu larg de utilizare datorită casetelor interschimbabile :
Divizor de tensiune (0,1...10 V/cm)
Amplificator DC (10 μV...11 V/cm)
Amplificatorul log. DC (scara lin. dB)
Convertizor AC-DC (10 Hz...300 kHz)
Convertizor f-DC (10 Hz...50 kHz/cm)
Amplificator de diferență DC (0,1...5 V/cm)

Milivoltmetru UHF—DC URV

Tensiune continuă 1 mV...1000 V. Tensiune alternativă 2 mV...300 V cu cap de palpare (1 kHz...300 MHz) sau 2 mV... 10 V cu cap de trecere (1 kHz...960 MHz).



Videoscop III

Tipul SWOF pentru măsurarea vobulației la sisteme TV și în timpul programului. Selecție înaltă (2 kHz sau 20 kHz) și sensibilitatea părții receptoare (de la 10 μV_{ss} ≙ —100 dB amplitudine) indică și un semnal de măsură suprapus pînă sub 1% (F) fracțiunea BAS. Aparatul SWOF cu emițător video vobulator, receptor de măsură selectiv și aparat video, oferă un sistem complet de măsurare a caracteristicilor frecvenței de amplitudine, a caracteristicilor benzii laterale reziduale și a distorsiunii cauzate de timpul de propagare.

Rohde & Schwarz livrează toate aparatele sau sistemele pentru tehnica măsurării în TV, de la generator de nivel standardizat pînă la instalații complete pentru măsurarea emisiei video și sonoră.

În cazul în care vă interesează unul dintre aparatele noastre, vă rugăm să ne scrieți indicîndu-ne denumirea tipului de aparat și titlul acestei reviste. În măsura posibilităților, putem îndeplini și cereri speciale.

ROHDE & SCHWARZ

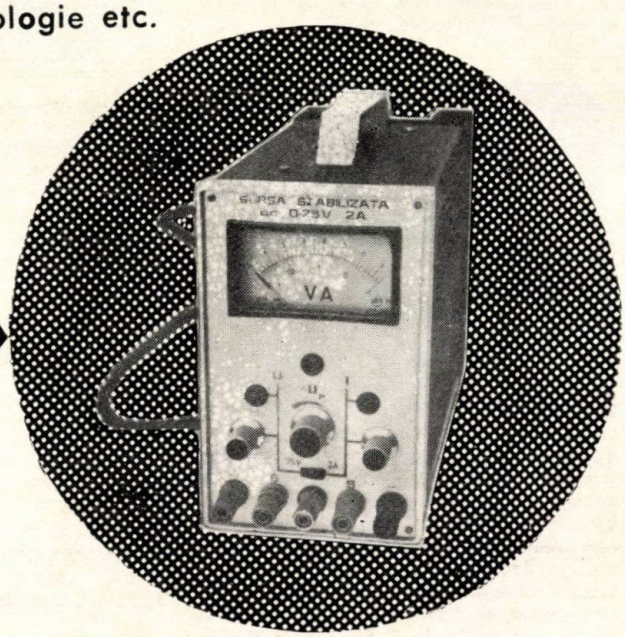
D-8000 Muenchen 80 · Postfach 801469 · Muehldorfstraße 15 · Telex 523703

PUBLICOM

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI ELECTRONICE — ICE

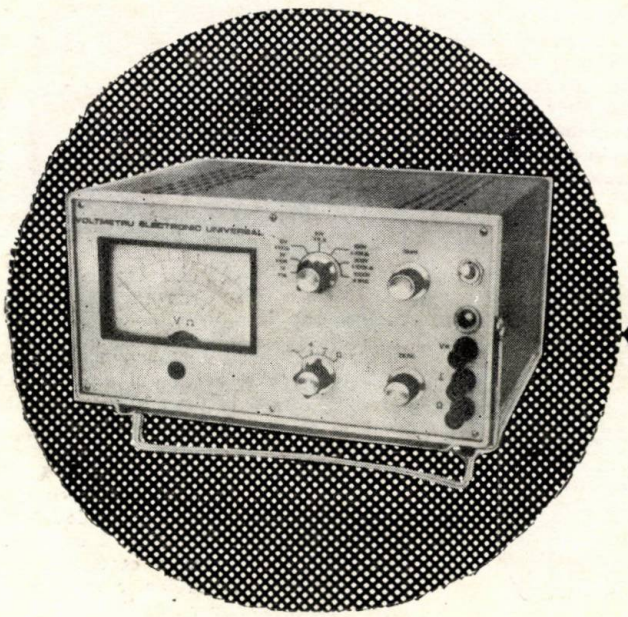
Calea Floreasca nr. 169, sector 1, București, telefon 33.12.59

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.



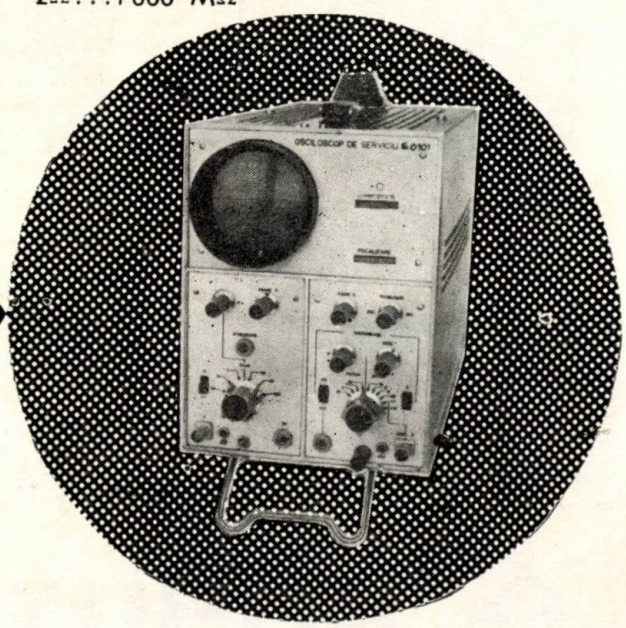
Sursă de tensiune cantinuă tip I 4103

Tensiunea stabilizată: 0 ..7,5 V
Curent de ieșire 0...2 A
Factorul de stabilizare: min. 5000



Voltmetru electronic tip E 0401

Domeniul de măsurare al tensiunilor continue: 100 mV...1000 V
Domeniul de măsurare al tensiunilor alternative 100 mV...300 V
Domeniul de măsurare al rezistențelor: 2Ω...1000 MΩ



Osciloscop de serviciu tip E 0101

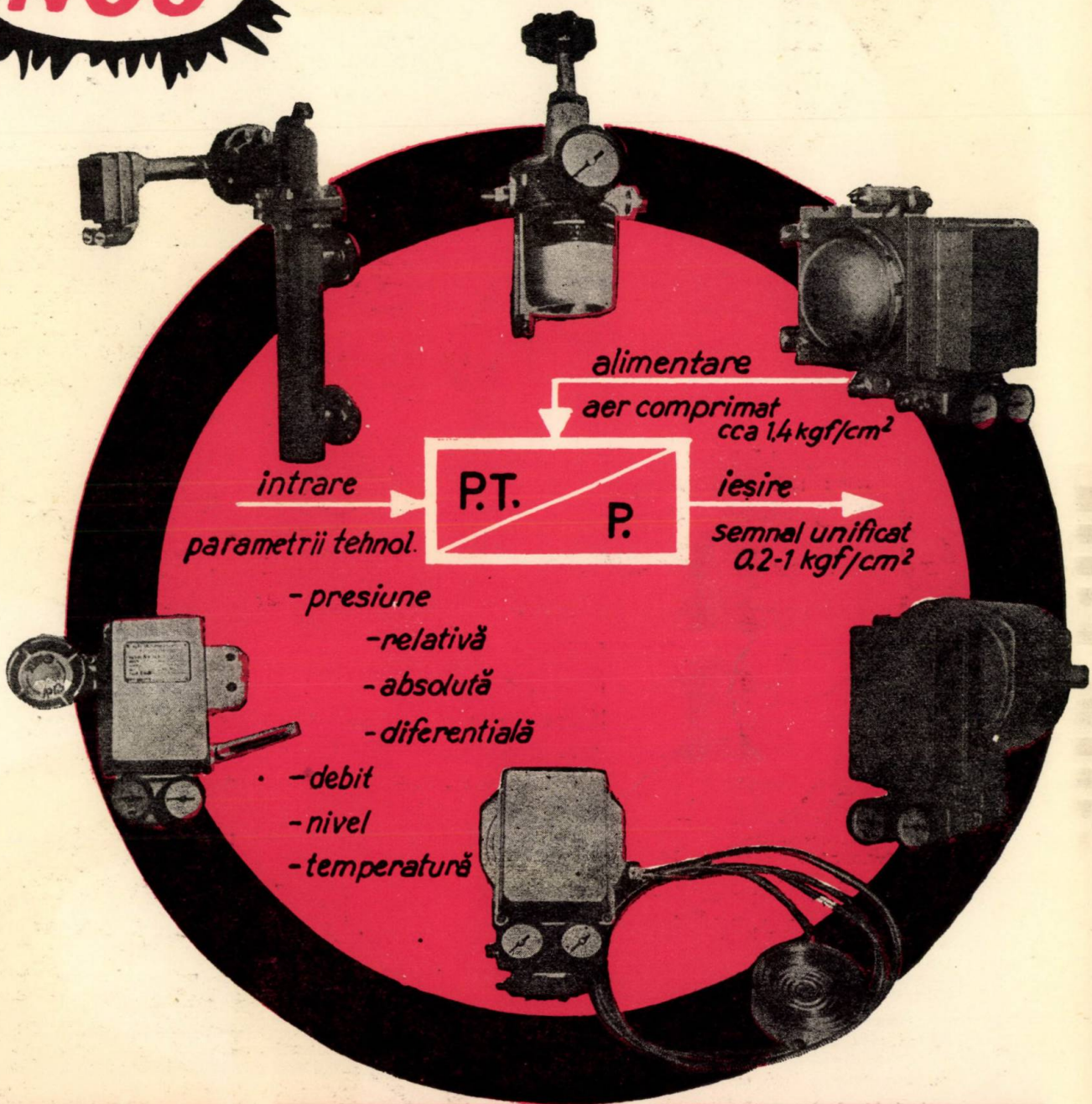
Banda: 0...5 MHz
Sensibilitatea: 20 mV_{v}/cm
Viteze de baleiaj: 0,5μs/cm ... 20 ms/cm

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale — FEMI — București, Sector 2, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr 9—11, telefon 33.78.14

DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

NOU

Aparate pneumatice



FEA

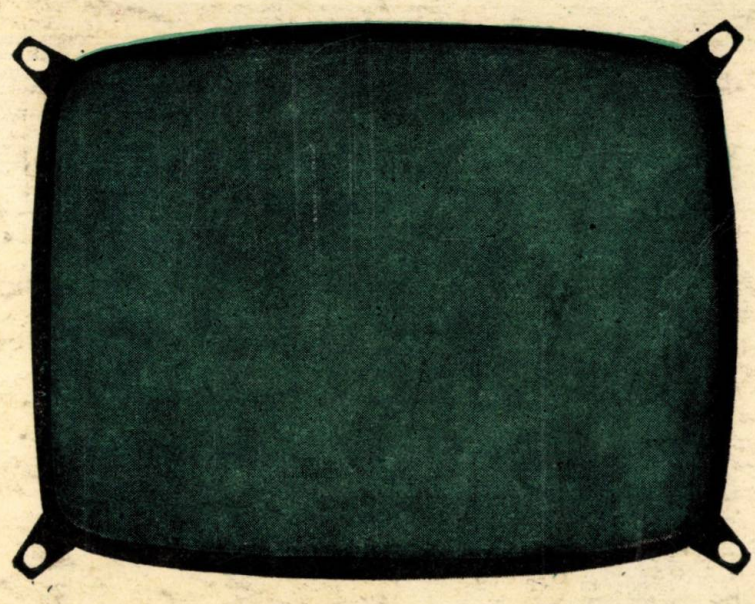
FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI

Calea Floreasca Nr. 242—244 București, Sector 2 — ROMÂNIA Telefon. 33.00.20 — Telex. 011.83.757

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19"), 59 cm (23"), 61 cm (24"), 65 cm (25") și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

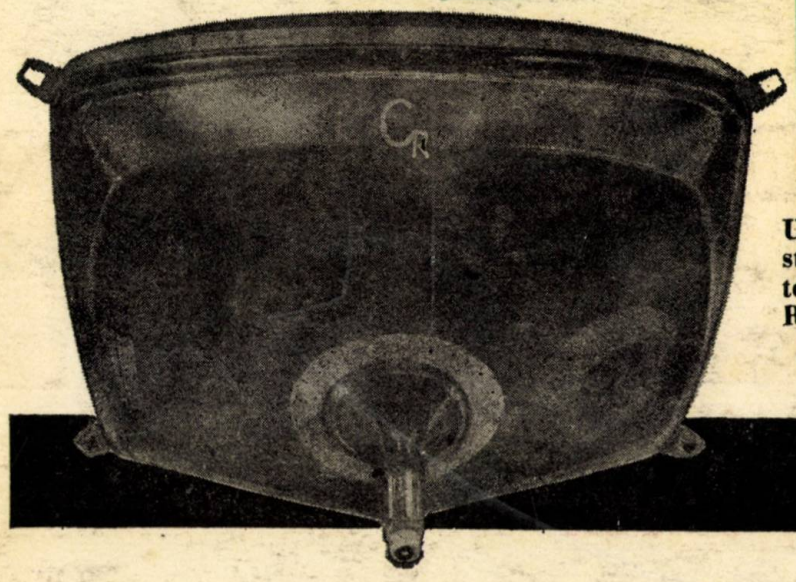


Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

1972 DEC -6.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.



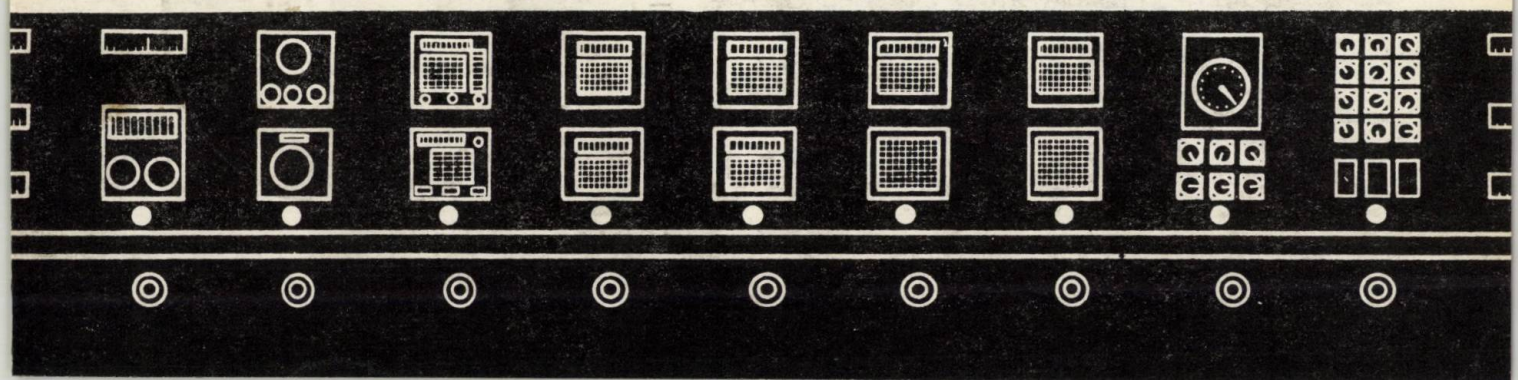
UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

5

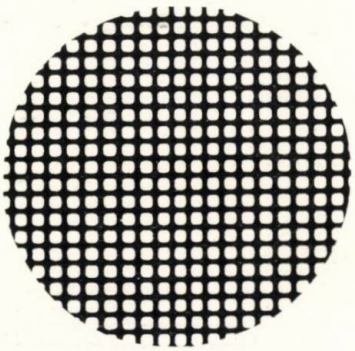
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 16 ● Nr. 5 ● SEPTEMBRIE — OCTOMBRIE 1972



INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
Telefon 33.38.30 Telex 011.203 Serv. Desfacere 33.53.17

Produce:



COMPONENTE PASIVE

REZISTOARE

— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE

— cu coeficient de temperatură negativ

CONDENSATOARE

— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie şi ceară
— hîrtie şi ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

CABLAJE IMPRIMATE

— simplu faţă
— dublu faţă

COMPONENTE ACTIVE CU Ge

TRANZISTOARE

— de joasă frecvenţă
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvenţă şi drift de mică putere

DIODE

— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

COMPONENTE ACTIVE CU Si

TRANZISTOARE PLANARE

— de înaltă frecvenţă şi comutaţie

DIODE

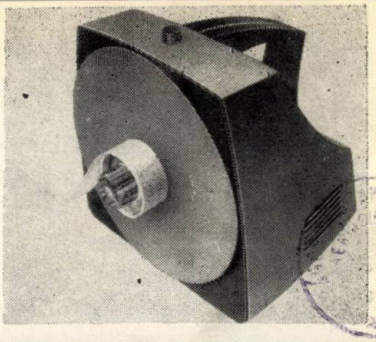
— stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

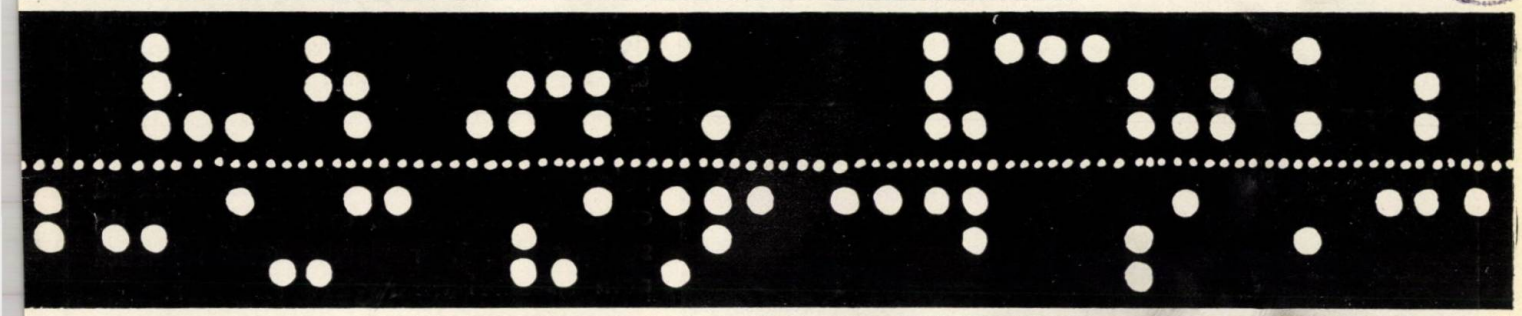
CIRCUITE INTEGRATE

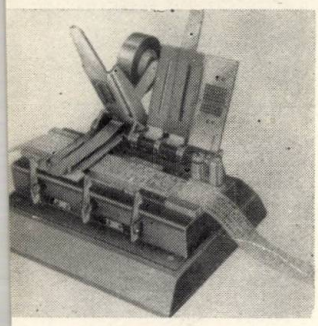
LOGICE

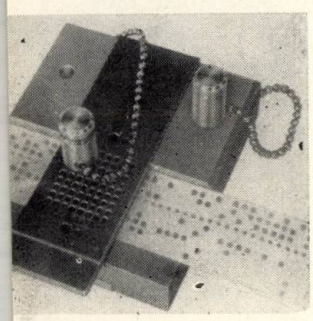
— de viteză medie
— rapide

LINIARE









Aparat indispensabil la locul dv de muncă

- pentru pregătirea de benzi perforate, necesare mașinilor unelte cu comandă program
- pentru tehnica calculului
- pentru telexuri automatizate

este

Motobobinatorul de benzi perforate tip 356.4

- ușor de transportat
- bobinează benzi perforate cu 5 – 8 piste
- are o formă netedă și este bine îmbinat
- ușor de mînuit

Pentru efectuarea corecturilor și lipirea benzilor perforate punem la dispoziție

Garnitura de corectat benzi perforate tip 356.1

Această garnitură permite

- lipirea benzilor perforate
- stantarea benzilor perforate
- lipirea găurilor de combinație, perforate în plus
- tăierea precisă a două capete de benzi, în vederea lipirii

Fără acest aparat auxiliar locul dv. de muncă în tehnică de calcul este incomplet

Pentru dotarea completă a locului dv de muncă este necesar

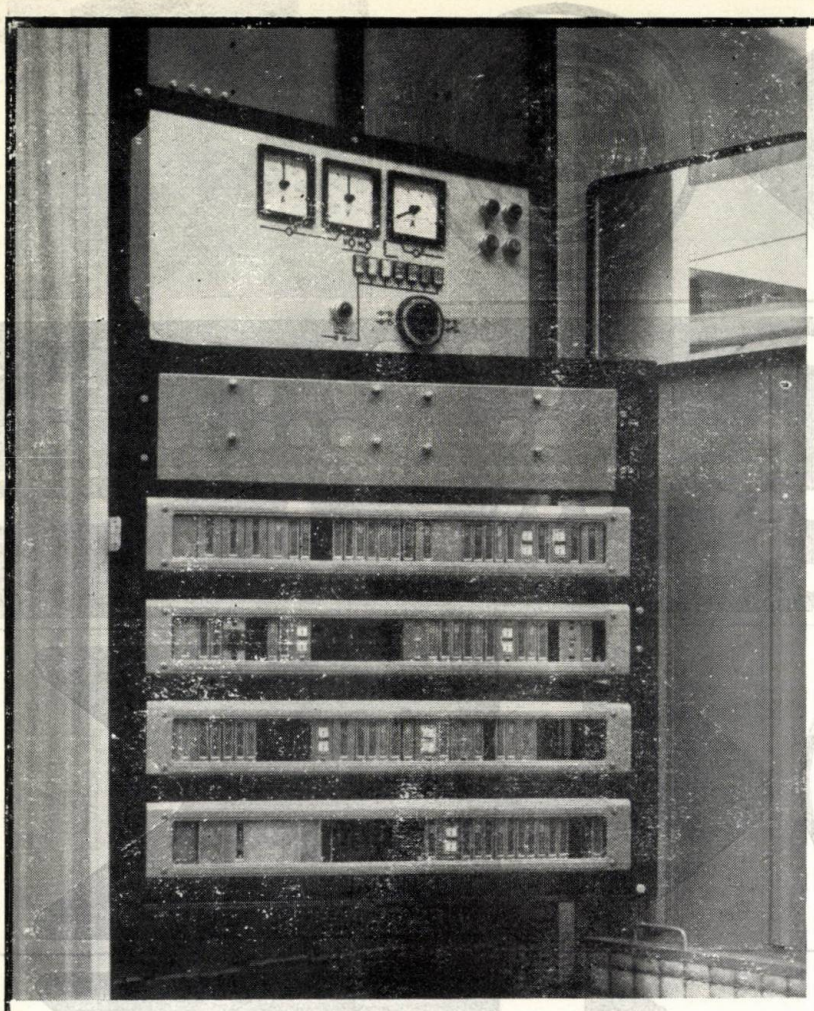
Perforatorul de benzi tip 356.2

- corectează benzile perforate
- perforează informații mai scurte

Informații suplimentare, date tehnice, precum și o descriere detaliată a aparatului puteți obține la cerere prin exportator

KOVO – Întreprindere de comerț exterior
Tr. Dukelskych Hrdinu 47, Praga, telex Praha 283 tel 3801

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA



Registor

Întreprinderea ČKD PRAHA, Uzina de semiconductoare, produce sub marca Unistor o serie de subansambluri de redresoare cu tiristoare ca sursă statică, pentru alimentarea acționării regulatoarelor cu motoare de curent continuu cu excitație exterioară. În cadrul seriei de subansambluri, reglarea este realizată prin sistemul de reglare Registor.

Caracteristic pentru Unistor și Registor este aplicarea unui subansamblu de bază compus din elemente de mare siguranță. În ambele cazuri se folosesc în mod judicios subansambluri tipizate ; partea de acționare și reglare este alcătuită din moduli tipizați care pot fi așezați în serie chiar fără cunoașterea detaliată a comenzilor. Producția de serie permite atingerea unui înalt nivel tehnologic, ca de exemplu aplicarea largă a tehnicii presării, a lipirii automate a unor legături plate cu ajutorul lînii de zinc ș.a. În vederea ușurării lucrărilor de proiecție sînt prelucrate anumite sisteme de circuite de acționare și reglare.

Redresoarele Unistor cu partea de reglare Registor pot fi folosite în tehnica de acționare, în locul acționărilor de tip Ward-Leonard, de exemplu în sistemele de reglare a acționărilor la laminoare și la mașini de prelucrat și în sistemele de acționare în industria chimică și a hîrtiei.

Sistemul Registor cuprinde unități prin care pot fi prelucrate semnale tehnologice și date recepționate sau construite rețele logice și circuite de reglaj necesare la alcătuirea de regulatoare pentru redresoare cu tiristoare. Este vorba în special de amplificatoare de lucru, etaje finale, unități logice, traductoare de semnale de măsură, diferite aparate de măsură, unități de cuplaj, surse pentru tensiune precisă și numeroase unități speciale. Unitățile Registor pot fi livrate independent sau complet în redresoare reglate prin semiconductoare.

Un material informativ amănunțit vă oferă unicul exportator de redresoare cu tiristoare

Întreprinderea de Comert Exterior

pragoinvest

c.p. 890, Praga 9, Cehoslovacia.

PUBLICOM

Firma noastră va fi prezentă la Tîrgul Internațional din București între 13 oct. și 24 oct. 1972, cu aparate de măsurat RFT, din R. D. Germană.
Din programul nostru bogat de livrări, vă oferim :

Tehnica măsurării în fizica nucleară

— sistem de aparate de laborator fizico-nucleare
— aparat mare de radiometrie
— aparat mic de radiometrie
— aparate de măsurat fizico-nucleare pentru industrie
— aparate de măsurat radiometrice și dozeometrice

Aparate pentru măsurarea electrică a valorilor mecanice și acustice

Sistem SM :
— vibrometre
— aparate de măsurat șocuri
— aparate de uz general în tehnica frecvențelor joase
Sistem HLW :
— sistem de măsurat a valorilor mecanice statice și dinamice cu transductori tranzistorizați
Aparate de măsurat acustice — aparate separate (nivelmetru acustic de impuls de înaltă precizie, nivelmetru acustic continuu) și aparate automate de măsurat

Aparate pentru tehnica telecomunicațiilor și măsurătorilor de laborator

— tehnica măsurătorilor intensității cîmpului și intensității cîmpului perturbator
— aparate de măsurat pentru tehnica telecomunicațiilor NF și TF
— oscilografe și aparate de înregistrare
— dispozitive de alimentare cu curent

Dispozitive digitale pentru interpretarea și debitarea valorilor măsurate

Aparate pentru localizarea defectelor

RFT MESSELEKTRONIK

EXPORTEUR: Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Vă invităm să ne vizitați!
Informații detaliate și comerciale puteți obține prin :

TKB des AHB Elektrotechnik der HPA
Ambasada R. D. Germană din R. S. România
Calea Dorobanților 14
București

PUBLICOM

TAKEDA RIKEN INDUSTRY CO. LTD

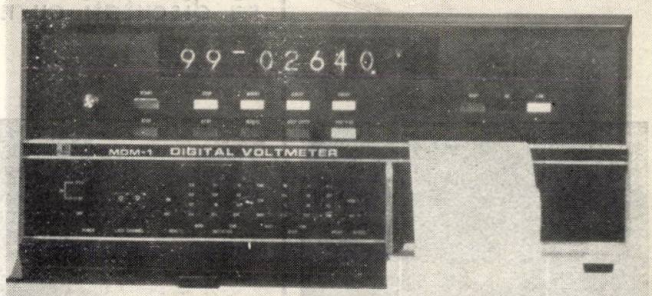
TOKIO JAPONIA

CALCULATOR UNIVERSAL PE 250 MHz

TIP TR—5589L

SISTEMUL MDM DE ACUMULARE DE DATE NUMERICE

- Operații total automatizate de la măsurare pînă la aprecierea și înregistrarea GO/NO—GO
- Standard de măsurare cu 10 pînă la 100 de canale și 3 conducte
- 4 moduri de operație
- Linie completă de condiționare de semnale, la cerere
- Înregistrator numeric cu funcție de imprimare selectivă
- Introducere independentă de date în calculator



TAKEDA RIKEN este un producător de frunte al instrumentelor de măsură digitale și electronice
Unele din produsele noastre sînt
Calculatoare universale
Calculatoare portabile
Sintetizatoare de frecvență
Standarde de frecvență
Analizoare de frecvență
Generatoare de impulsuri și cuvinte
Voltmetre digitale
Multimetre digitale
Nivelmetre digitale
Sisteme digitale de achiziționare a datelor
Sisteme de achiziționare a datelor controlate cu calculatoare
Înregistratoare digitale
Sistem localizare defecte cablu
Pentru informații tehnice și deservire vă rugăm a vă adresa reprezentanților noștri comerciali.

UNIVERSAL ELEKTRONIK IMPORT GMBH

A — 1080 Viena VIII Zeltg. 3—5/1/8

Vizitați-ne la Tîrgul din București, pavilionul A, standul 205, galeria a doua

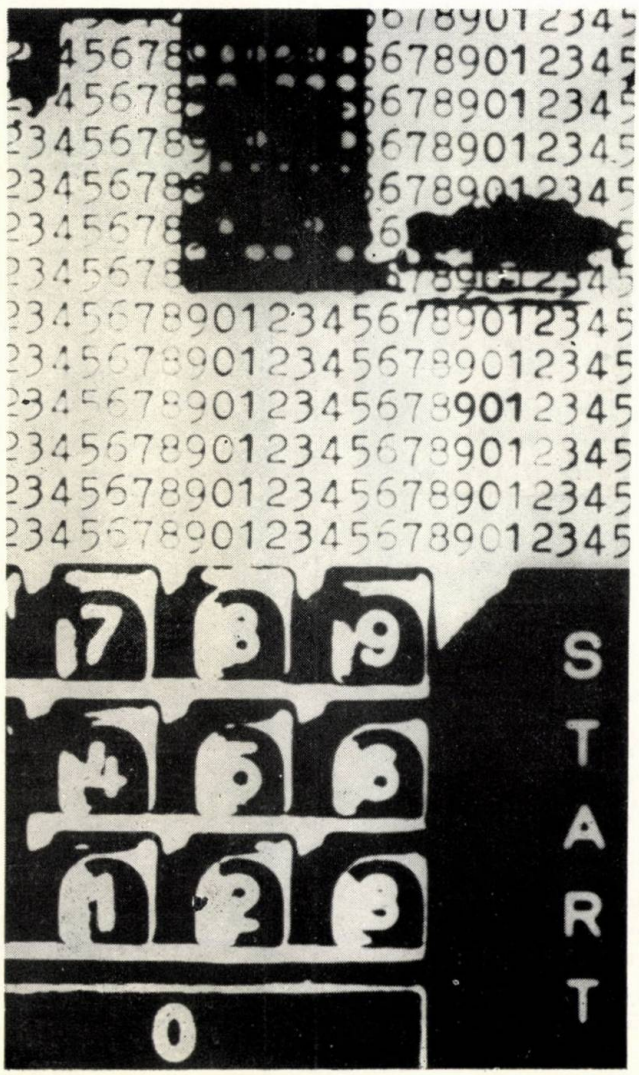
PUBLICOM

Programăm progresul, pentru dumneavoastră

Rezolvarea problemelor, economic, presupune
raționalizare, automatizare
și organizare
în timp util
Viitorul este mai aproape decît ne așteptăm.
Pentru întîmpinarea lui, noi contribuim cu:
sisteme și dispozitive pentru
prelucrarea informațiilor,
orientate spre rezolvarea problemelor
în știință,
tehnică și economie.
În acest scop vă recomandăm:
să discutați cu noi pentru a vă informa.

bme

Bűromaschinen—Export
GmbH Berlin
DDR 108 Berlin
Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



Un astfel de prilej îl constituie Tîrgul Internațional din București, Pavilionul T.

Specialiștii noștri cu experiență pentru produsele ROBOTRON și **daro** vă stau la dispoziție.
Aici veți întîlni progresul programat

PUBLICOM

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

16 (1972), nr. 5, septembrie — octombrie, p. 201 — 248

CUPRINS

Editoriale

CZ 621 — 58 : 621.313.13

Anastasiu S. :

Analiza unui sistem adaptiv rapid.

Automatica și Electronica 16, nr. 5, sept — oct 1972, p. 215 — 220

Studiul comportării dinamice a unui sistem de reglare a turației cu motor electric de acționare, caracterizat prin parametri variabili în timp.

CZ 621 — 52/ — 55 : 681.322

Călin S. și *Nitu C.I.* :

Analiza pe calculatoare numerice a performanțelor sistemelor automate cu regulatoare numerice.

Automatica și Electronica 16, nr. 5, sept — oct 1972, p. 220 — 226

În această determinare a performanțelor se ține seamă de neliniaritățile regulatorului de tip numeric.

CZ 681.327.2

Cergan P. :

Tipuri constructive de memorii ROS.

Automatica și Electronica 16, nr. 5, sept — oct 1972, p. 226 — 233

Memoriile ROS (Read Only Store) sînt folosite în echipamentele electronice de prelucrare a datelor pentru memorarea informațiilor care vor fi schimbate foarte rar.

CZ 681.322

Petrescu A., Golumbovici D. și *Popa I.* :

Calculator numeric didactic.

Automatica și Electronica 16, nr. 5, sept — oct 1972, p. 233 — 243

Se prezintă schema și funcționarea unui calculator destinat familiarizării celor care încep specializarea în acest domeniu cu principiile de bază ale funcționării calculatoarelor numerice.

DOCUMENTARE 244 — 247

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzidifuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972.

I.P I. c. 1726

40 545

zarea unor produse care cuprind o valoare mare, o cantitate mare de muncă complexă înmagazinată.

Reînnoirea permanentă a sortimentelor, eliminarea din fabricație a tot ce este depășit, perimat, sînt cerințe ale progresului tehnic.

Nivelul productivității muncii — factorul cel mai de seamă al progresului social, este de asemenea o problemă deosebit de importantă. Mecanizarea și automatizarea, creșterea calificării oamenilor în pas cu tehnica avansată, utilizarea rezultatelor științifice în producție sînt procese interdependente pentru sporirea productivității muncii.

Un rol important revine inginerilor și tehnicienilor din țara noastră prin utilizarea cît mai rațională a cadrelor cu pregătire superioară. Inginerul a fost pregătit de societate pentru a produce produse de calitate superioară, să perfecționeze tehnologiile, să introducă și să se preocupe de asimilarea produselor noi, să se ocupe de cercetare. În nenumărate ocazii conducerea de partid și de stat a făcut aprecieri prin care atestă prețuirea și încrederea de care se bucură specialiștii din domeniul tehnic, cît și răspunderea de care trebuie să dea dovadă în rezolvarea problemelor fundamentale ale progresului tehnic și științific.

Orice inginer este un conducător la locul său de muncă, de care depinde buna organizare și raționalizare a producției. Măsurile pentru utilizarea completă a capacităților de producție, printr-o rațională folosire a utilajelor, modernizarea lor sînt și trebuie să fie în bună parte rodul activității de organizare și conducere a specialiștilor noștri la toate nivelele industriei și ale economiei naționale.

Inginerul, tehnicianul, toți specialiștii din domeniul tehnic sînt chemați să fie promotorii tehnicii noi, să se ocupe activ de mișcarea de inovații și raționalizări, să se pasioneze pentru creația originală și introducerea noului în producție, în tehnică. Creația tehnică originală trebuie să fie o prcocupare centrală a intelectualității tehnice românești.

O problemă centrală a Conferinței Naționale a constituit-o sistematizarea factorilor obiectivi care fac din perfecționarea conducerii vieții social-economice o legitate a dezvoltării sociale. Încă în expunerea făcută la deschiderea colocviului privind problemele științei conducerii, tovarășul Nicolae Ceaușescu sublinia cu privire la noua etapă de dezvoltare că „țara noastră este confruntată cu o serie de probleme noi, legate de creșterea și modernizarea bazei tehnico-materiale a economiei, perfecționarea continuă a relațiilor de producție, așezarea consecventă a raporturilor sociale pe principiile echității socialiste, adîncirea democrației, formarea și întărirea conștiinței socialiste a maselor de oameni ai muncii, ridicarea la un nivel superior a întregii munci de conducere și organizare a activității economico-sociale".

Perfecționarea metodelor conducerii și planificării economiei naționale nu reprezintă un scop în sine, ci subordonat înfăptuirii obiectivelor fundamentale ale dezvoltării sociale — țelul suprem fiind ridicarea bunăstării materiale a întregului popor.

Pentru făurirea obiectivului central — societatea socialistă multilateral dezvoltată — apare necesitatea unirii eforturilor întregului popor pentru a acționa într-o direcție unică. Activitatea conștientă a maselor conduse de partid este îndreptată pentru dezvoltarea armonioasă a forțelor de producție, perfecționarea noilor relații de producție, studierea și cunoașterea legilor obiective de dezvoltare ale societății, formarea și dezvoltarea conștiinței socialiste, formarea omului nou.

Hotărîrile și măsurile adoptate de Conferința Națională reprezintă pentru toți cetățenii patriei noastre o imagine clară a viitorului pe baza unei argumentații științifice pentru progres și prosperitate. Cauzalitatea fenomenelor economico-sociale este strălucit prezentată de secretarul general al partidului. „Schimbările ce vor interveni în activitatea de producție — pe baza automatizării și cibernetizării — , ridicarea nivelului de pregătire al întregii populații vor determina reducerea substanțială a deosebirilor esențiale dintre munca fizică și intelectuală, accentuarea procesului de omogenizare a societății noastre".

Industria electronică și de automatizări, care se află la noi în plină dezvoltare, este chemată să rezolve probleme complexe ale viitorului poporului nostru, ale națiunii noastre socialiste.

Industria de automatizări la cea de a doua ediţie a Tîrgului Internaţional Bucureşti

Automatizarea a devenit una din cerinţele de bază ale dezvoltării industriale. În ţara noastră, care în prezent se găseşte în plin avînt industrial, rolul pe care îl are de jucat automatizarea este deosebit de important. Condiţiile necesare dezvoltării automatizărilor în ţara noastră au fost create prin sarcinile trasate de către conducerea superioară pe linie de partid şi de stat.

Directivele Congresului al X-lea al P.C.R. prevăd cu privire la acest domeniu :

„O largă extindere se va da automatizării, atît în conducerea proceselor de fabricaţie continue, cît şi prin ridicarea generală a nivelului de automatizare a maşinilor şi utilajelor folosite în diferite sectoare ale economiei ; treptat, se va trece la fabricarea calculatoarelor electronice, în conducerea proceselor tehnologice".

Conferinţa Naţională a P.C.R. din luna iulie a subliniat încă o dată directivele trasate, importanţa automatizărilor în cadrul construcţiei de maşini din ţara noastră.

Centrala Industrială de Automatizări răspunde în întregime de automatizarea tuturor ramurilor industriale ale ţării, furnizează echipament pentru agricultură şi transporturi, realizează valori importante la export.

La majoritatea obiectivelor Centrala Industrială de Automatizări porneşte de la proiectare şi îşi încheie activitatea cu montajul şi livrarea la cheie. Aceste obiective industriale se află în industria siderurgică (furnale, cuptoare), industria materialelor de construcţii (linii de ciment, fabrici de sticlă etc.), industria minieră (uzine de preparare a minereului şi cărbunelui, dispecerizarea transportului în subteran şi la suprafaţă, instalaţii de aeraj etc.), industria petrolieră, extractivă sau prelucrătoare, industria chimică (îngrăşăminte, acid sulfuric, negru de fum etc.), industria uşoară şi alimentară (mori, depozite frigorifice, fabrici de ulei, zahăr sau bere etc.) sau în agricultură (sere, sisteme de irigaţii etc.). Enumerarea poate continua, dar importantă este concluzia că automatizarea condiţionează progresul tuturor ramurilor economice ale ţării noastre, ceea ce înseamnă că automatizarea trebuie să se găsească, pe linia dezvoltării sale, cu un pas înainte.

Ritmurile de dezvoltare din industria automatizărilor depăşesc ritmurile de dezvoltare ale celorlalte ramuri industriale ; astăzi, Centrala Industrială de Automatizări fabrică produse şi depune activităţi productive mult superioare celor din 1970. Afirmaţia de mai sus urmează a fi susţinută de fapt prin produsele pe care Centrala Industrială de Automatizări şi-a propus să le expună la T.I.B. — ediţia 1972.

Prin expunerea unei largi game de produse la T.I.B. 1972 se au în vedere, printre altele, următoarele considerente :

— demonstrarea potenţialului la care se situează astăzi industria noastră de automatizări ;

— orientarea beneficiarilor interni în domeniul automatizărilor, în scopul îmbinării cît mai perfecte dintre caracteristicile tehnice ale produselor noastre şi cerinţele din exploatare ;

— realizarea unui volum suplimentar de contracte şi comenzi externe.

Este cunoscut că tîrgurile şi expoziţiile internaţionale constituie forma de bază în realizarea reclamei tehnice şi comerciale.

Tîrgul Internaţional Bucureşti va servi acestui scop cu atît mai mult, cu cît se anticipează o largă participare a firmelor străine şi, spre deosebire de manifestările de peste hotare, la T.I.B. vom avea la dispoziţie un corp tehnic numeros şi competent care va prezenta realizările noastre şi va putea consilia diverşii clienţi potenţiali dirijîndu-i spre produsele noastre.

Spre deosebire de ediția din 1970 a Tîrgului, anul acesta cresc suprafața de expunere și numărul de exponate în domeniul automatizărilor, caracteristicile tehnice ale produselor expuse se situează la nivel superior, competitive pe plan internațional.

Suprafața de expunere care revine Centralei Industriale de Automatizări este de circa 400 mp.

Se vor expune peste 100 de grupe de produse, însumînd peste patru sute tipovariante. În rîndul acestora se detașează echipamentele și panourile de automarizare. Ilustrarea expresivă a nivelului tehnic la care se găsește în momentul de față concepția și fabricația Centralei Industriale de Automatizări va fi completată și prin expunerea de materiale grafice.

În cuprinsul standului acestei centrale vor apărea exponatele următoarelor întreprinderi:

— Automatica
— Electroaparataj
— Electromagnetica
— Electrotehnica
— F.E.A. — întreprinderi componente ale centralei.

În plus, vor fi ilustrate, prin materialul grafic și produsele expuse, realizările și preocupările Institutului de Proiectări pentru Automatizări.

Modul de prezentare al exponatelor Centralei Industriale de Automatizări la T.I.B. este conceput astfel ca să scoată în evidență faptul că unitățile sale productive, împreună cu Institutul de Proiectări pentru Automatizări, își duc activitatea interdependent, conjugat, produsele centralei fiind rezultatul unei strînse cooperări între unitățile componente, pornind de la cercetare-concepție pînă la executarea echipamentelor și montajul instalațiilor.

Aceasta este de fapt și rațiunea existenței centralei.

Ordinea de așezare a standurilor reflectă această desfășurare logică a activităților, prezentarea unităților centralei fiind: I.P.A., F.E.A., Automatica, Electrotehnica, Electromagnetica, Electroaparataj.

Echipamentele de automatizare și unele din aparatele din gama de fabricație a centralei sînt proiectate în cadrul Institutului de Proiectări pentru Automatizări — I.P.A.

Tot în cadrul institutului se realizează, pe bază de cercetare și proiectare, unele prototipuri.

O importantă latură a activității Institutului de Proiectări o constituie activitatea de engineering în domeniul instalațiilor de automatizare pentru toate sectoarele industriale, institutul avînd caracter de monopol în această direcție.

Toate aceste aspecte urmează a fi scoase în evidență cu prilejul T.I.B. în cadrul standului I.P.A. care, în afară de unele exponate, va prezenta material documentar iar un corp tehnic de specialiști va sublinia toate elementele tehnice realizate de institut și care se acordă cu necesitățile beneficiarilor externi.

Suprafața standului I.P.A. va fi de aproximativ 100 mp, iar ca produse — exponate remarcabile citățm:

— regulator pentru grupuri energetice mari, de 330 MW (din tipurile foarte mari care se fabrică în Europa);

— echipamente de undă verde cu programator electromecanic;

— centrală universală de alarmare modulară, inclusiv detectoarele de incendii și cele de pază;

— bandă de cîntărire gravimetrică;

— echipament de reglare semnalizare în funcțiune.

Fabrica de Elemente pentru Automatizări — F.E.A., ale cărei produse se bucură de un prestigiu crescînd în afara țării noastre datorită nivelului lor tehnic, va expune pe o suprafață de 50 mp o gamă cuprinzătoare de produse (60 de aparate diferite).

Produsele F.E.A. sînt destinate realizării buclelor de automatizare. Ele cuprind detectoare și traductoare (termometre, detectoare și traductoare de presiune, debit, nivel,

conductibilitate etc.), indicatoare și înregistratoare, programatoare, regulatoare și convertoare.

Panourile și pupitrele de automatizare sînt fabricate la Automatica care va expune, pe o suprafață de circa 80 mp, produse cum ar fi :

— tablouri de automatizare pentru vopsitorie ;

— tablouri de automatizare pentru cazane industriale ;

— cofret de distribuție pentru hale industriale.

Echipamentele realizate de Automatica cuprind produsele fabricate de celelalte întreprinderi ale centralei și înglobează munca de concepție a Institutului nostru de proiectări I.P.A.

Întreprinderea Electroaparataj va prezenta, pe o suprafață de 20 mp, aparatură de conectare pentru comenzi automate, aparatură de protecție, aparatură pentru acționări și semnalizări.

Va fi expusă seria completă de contactoare TCA, seria de contactoare cu relee, seria de relee termice TSA, gama completă de microîntreruptoare și limitatoare de cursă.

Produsele întreprinderii Electrotehnica se disting prin varietate și originalitate. Ele vor fi reprezentate la T.I.B. prin serià de amplificatoare magnetice AMSU, prin seria de transformatoare monofazate de mică putere TMA, ca și prin panoul pentru comanda electrofiltrelor.

Vor fi de asemenea prezente la T.I.B. exponate originale, cum ar fi semiautomatul de sudat în bioxid de carbon, releul de gaze sau instalații Roentgen.

Uzinei Electromagnetica îi este rezervată o suprafață de 40 mp pentru a fi prezentată aparatură de telecomunicații (centrale telefonice, telefoane), redresoare, aparatură de comandă și semnalizare pentru calea ferată, aparate de măsură și relee diferite.

Așa cum rezultă din cele expuse mai sus, pe lîngă aparatura cu care se echipează panourile de automatizare, la T.I.B. — ediția 1972, Centrala Industrială de Automatizări prezintă aparatură de telecomunicații, aparatură medicală și alte produse reprezentative fabricate în întreprinderile centralei.

Mare parte din aceste produse nu au fost expuse la T.I.B. — editia 1970. Scopul prezentării produselor noi ca și a prototipurilor executate în mare parte la I.P.A. este acela de a face cunoscute, în special reprezentanților firmelor străine, posibilitățile noastre de concepție și de fabricație și, pornind de aici, posibilitățile pe care le avem în direcția realizării nu numai a unor exporturi dar și a unor acțiuni de cooperare în proiectarea, fabricația sau desfacerea produselor.

Se are în vedere cu prilejul T.I.B. — 1972 extinderea unor acțiuni de cooperare pe care le susține în prezent Centrala Industrială de Automatizări cu parteneri din R.D.G., R.P.B. sau Belgia, sau inițierea altora.

Tocmai de aceea a fost necesar ca, pe lîngă selecționarea cu deosebită grijă a produselor care vor fi expuse la T.I.B., să se întreprindă și alte acțiuni.

Astfel, cu ocazia viitoarei manifestări internaționale, produsele expuse de Centrala Industrială de Automatizări, în mare majoritate, vor fi însoțite la standurile Tîrgului de prospecte redactate într-o formă îngrijită și prezentate unitar. În plus, pentru a face cunoscute realizările noastre în engineering, au fost editate materiale documentare privind posibilitățile noastre de prestare a unor activități de engineering și de cooperare cu firme străine în acest domeniu, cu scopul concretizării unor acțiuni pe terțe piețe.

Angajamentul pe care și l-au luat întreprinderile Municipiului București, privind realizarea planului cincinal în patru ani și jumătate, angajament pe care și l-a luat și Centrala Industrială de Automatizări, cere acum măsuri concrete de realizare.

Considerăm că Tîrgul Internațional București ediția 1972 constituie pentru noi un bun prilej de obținere a unor realizări în domeniul exportului. Totul depinde de modul de prezentare al produselor noastre, de pregătirea pe care o vom face în domeniul relațiilor cu firmele străine și de activitatea pe care o vom desfășura în timpul Tîrgului.

Ing. I. CONSTANTINESCU
Director general al Centralei Industriale de Automatizări

Dezvoltarea susţinută a industriei electronice româneşti şi prezenţa unora dintre produsele sale la Tîrgul Internaţional Bucureşti 1972

Dezvoltarea industriei electronice a constituit una din sarcinile importante stabilite de Congresul al IX-lea al Partidului Comunist Român, iar prin Directivele Congresului al X-lea al Partidului Comunist Român privind planul cincinal pe anii 1971—1975 şi liniile directoare ale dezvoltării economiei naţionale pe perioada 1976 — 1980 s-a accentuat necesitatea dezvoltării cu precădere a industriei electronice — în cadrul industriei electrotehnice în general — ca un factor al progresului tehnic modern. Electronica devine inseparabilă şi pătrunde tot mai adînc în toate domeniile de activitate, în tehnica curenţilor tari, în aparatele casnice etc. şi este esenţială pentru zborul cosmic sau pentru calculatorul electronic.

O caracteristică de primă importanţă a industriei noastre electronice este dinamismul ei.

În perioada 1966—1970 nivelul producţiei în industria electronică a crescut realizîndu-se faţă de anul 1965 o creştere de 2,8 ori cu un ritm mediu anual de creştere de 23% faţă de 16% cît prevedeau Directivele Congresului al IX-lea al Partidului Comunist Român.

În aceeaşi perioadă creşterea producţiei electrotehnice cu toate subdiviziunile sale (tehnica curenţilor tari, automatica şi electronica) a fost de 2,52 ori, cu un ritm mediu anual de creştere de 20,2%.

În construcţiile de maşini acest ritm anual de creştere a fost de 15,9%.

În aceste condiţii ponderea industriei electronice în totalul industriei electrotehnice a fost de 25% în 1965 şi 28% în 1970, iar faţă de construcţia de maşini de 3,6%, respectiv 4,8%, ponderi care se consideră încă insuficiente.

Pentru realizarea acestor creşteri, valoarea investiţiilor pe perioada 1966—1970 a fost dimensionată corespunzător, astfel încît a reprezentat o creştere de 5,6 ori la investiţii totale şi de 5,8 ori la construcţii montaj faţă de perioada precedentă (1961—1965).

Faţă de patru întreprinderi în funcţiune în anul 1965 (Uzina Electronica, Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare (IPRS), Electrofar, Steaua electrică), în perioada 1966—1970 au fost construite şi date în funcţiune încă cinci noi capacităţi de producţie: Fabrica de elemente de automatizare (FEA) în anul 1967; Fabrica de aparate electronice de măsură şi industriale Bucureşti (FEMI) în anul 1969; Fabrica de ferite Urziceni în anul 1970; Uzina de cinescoape Pipera în 1970; Secţia de montaj radio şi televizoare Pipera (1969).

În acelaşi timp au fost dezvoltate la uzinele existente noi capacităţi pentru creşteri de 3—5 ori, pentru produse complet noi sau modernizate, printre care condensatoare mylar şi electrolitice, tranzistoare planar-epitaxiale şi diode cu siliciu la IPRS şi noi surse de lumină la secţia Electrofar a Uzinei de cinescoape sau la Steaua electrică Fieni.

Aceste dezvoltări s-au făcut prin construirea de secţii integrate noi, dotate cu utilaje şi linii moderne. Se poate afirma că şi aceste întreprinderi au fost în întregime reconstruite şi modern utilate.

În acest fel s-a creat posibilitatea ca, pe lîngă creşterea producţiei electronice în ansamblul ei, să se schimbe şi structura acesteia. La finele anului 1965, din totalul producţiei electronice, 74% o reprezentau produsele electronice de larg consum, 17,5% electronica industrială şi 8,5% componentele electronice (pentru produsele electronice de larg consum). Această situaţie era departe de a fi satisfăcătoare în sensul că pentru dotarea celorlalte ramuri industriale era nevoie de o dezvoltare rapidă a aparatelor electronice industriale şi profesionale cu o creştere corespunzătoare a componentelor electronice şi în special a celor profesionale. La finele anului 1970 structura a fost de 53% pentru electronica de larg consum, 32% electronica industrială şi 15% pentru componente electronice (în

majoritate neprofesionale). Ponderea componentelor electronice se consideră încă insuficientă şi este în curs de creştere în cincinalul actual (fig. 1).

Acumulînd investiţiile realizate, fondurile fixe medii anuale au crescut, astfel încît acestea erau în 1970 de 2,2 ori mai mari decît în 1965. Această creştere s-a făcut cu un ritm mediu anual de 16,9%. Eficienţa fondurilor fixe a crescut cu 26%.

Ca urmare a investiţiilor realizate precum şi a altor măsuri tehnico-organizatorice şi de calificare a cadrelor, ponderea muncitorilor calificaţi în 1970 a ajuns la 89%, iar productivitatea muncii a crescut cu un ritm mediu anual de 12,3%.

Valoarea exporturilor directe a crescut în perioada 1966—1970 cu un ritm mediu anual de 22,9 %, volumul fiind de 2,8 ori mai mare în 1970 faţă de 1965.

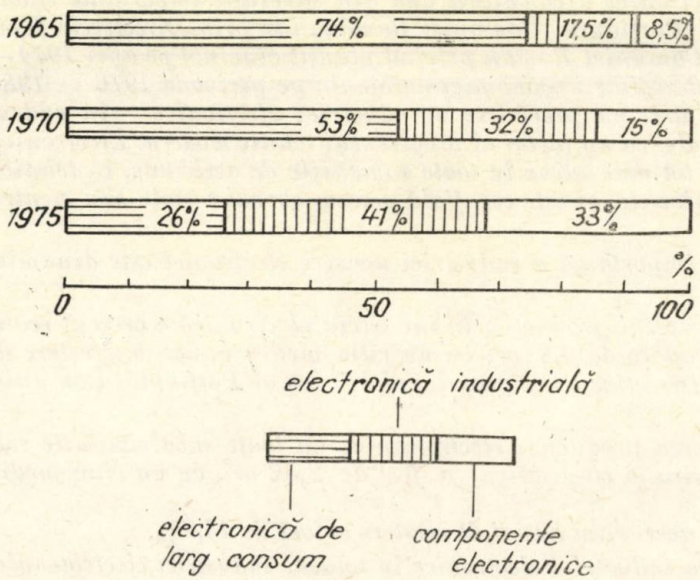


Fig. 1. Structura producţiei electronice

Dezvoltarea explozivă a electronicii nu este posibilă fără o activitate susţinută de cercetare ştiinţifică aplicativă. De aceea, în perioada 1966 — 1970 a fost înfiinţat Institutul de cercetări electronice (ICE), în 1966, şi Institutul de tehnică de calcul (ITC), în 1967, care au elaborat majoritatea aparatelor electronice introduse în fabricaţie, au creat bazele necesare pentru cercetare în domeniul radiocomunicaţiilor profesionale, al mijloacelor tehnicii de calcul şi echipamentelor necesare acestora, precum şi al programării calculatoarelor.

Înfiinţat în anul 1969, Centrul de cercetare şi proiectare componente electronice Băneasa a contribuit la dezvoltarea capacităţii de concepţie şi realizarea cu forţe proprii a numeroase tehnologii şi produse noi în acest domeniu al tehnicii de vîrf — microelectronica.

Tîrgul internaţional Bucureşti din acest an reprezintă un prilej de confruntare a realizărilor industriei noastre electronice cu produse similare străine. Cu toate că ne aflăm la începutul cincinalului, este de remarcat faptul că majoritatea produselor expuse sînt produse complet noi care nu se fabricau în cincinalul trecut.

Astfel, chiar producţia „tradiţională" de electronică din cincinalul trecut — aparate de radio şi televizoare — se prezintă cu tipuri complet noi : aparate de radio complet tranzistorizate portabile (Cora — 7 tranzistoare, 1 diodă, cu o bandă de unde medii ; Gold-star — 7 tranzistoare, 3 diode, cu bandă de unde medii şi lungi ; Vega — 8 tranzistoare, 1 diodă, unde medii şi scurte sau medii şi lungi ; Neptun — 11 tranzistoare, 6 diode, 1 termistor, unde lungi, medii şi scurte etc.) sau stabile (Select — 11 tranzistoare, 8 diode, unde lungi, medii şi scurte; Milcov — 8 tranzistoare, 1 diodă, unde medii sau medii şi scurte etc.).

Printre acestea se remarcă aparatul Maestro-stereo pentru audiţii stereofonice, complet tranzistorizat şi avînd o formă modernă.

Televizoarele , care în cincinalul trecut erau echipate integral cu tuburi electronice, sînt prezentate în noi variante hibride (tuburi şi transistoare) cu tuburi cinescop de 59, 61 sau 65 cm şi selector de canale cu reglaj continuu, echipate cu 12 tuburi electronice, 5 tranzistoare şi 7 diode semiconductoare în diverse forme de prezentare ca Olimpic, Diana sau Junona, sau cu o tranzistorizare avansată avînd 11 transistoare, 14 diode semiconductoare şi numai 6 tuburi electronice ca Saturn, Jupiter, Orfeu etc.

Pentru cei ce nu se pot despărţi cu uşurinţă de programele de televiziune a fost realizat televizorul portabil complet tranzistorizat cu tuburi cinescop de 31 cm avînd 33 transistoare şi 21 diode, putînd fi alimentat de la reţeaua electrică de 110, 220 V sau de la acumulatoare de 12 V, de tipul Jockey sau Midinette (fig. 2).

СОДЕРЖАНИЕ

Передовая

дк 621 – 58 : 621.313.13

Анастасиу С.:

Анализ скоростной адаптивной системы.

Automatica şi Electronica 16, № 5, сент.–окт. 1972, стр. 215–220

Изучение динамического поведения системы регулирования числа оборотов электрическим приводным двигателем, характеризующимся переменными во время параметрами.

дк 621–52/ – 55 : 681.322

Кэлин С. и *Ниту К. И.*:

Анализ на цифровых вычислительных машинах достижений автоматических систем с цифровыми регуляторами.

Automatica şi Electronica 16, № 5, сент.–окт. 1972, стр. 220–226

При этом определении достижений учитываются нелинейности регулятора цифрового типа.

дк 681.327.2

Черган П.:

Констуиктивные типы памяти ROS.

Automatica şi Electronica 16, № 5, сент.– окт., 1972, стр. 226–233

Памяти ROS (Read Only Store) применяются в электрическом оборудовании по переработке данных для запоминания редко изменяющихся информаций.

дк 683.122

Петреску А., *Голумбович Д.* и *Попа И.*:

Дидактическая вычислительная машина.

Automatica şi Electronica 16, № 5 сент.–окт. 1972, стр. 233–243

Приводится схема и способ работы вычислительной машины, предназначенной для ознакомления тех, кто начинает специализироваться в этой области, с основными принципами работы цифровых вычислительных машин.

ДОКУМЕНТАЦИЯ 244–247

INHALTSVERZEICHNIS

Leitartikeln

DK 621 – 58 : 621.313.13

Anastasiu S. :

Analyse eines Schnellanpassungssystems.

Automatica şi Electronica 16, H. 5, Sept – Okt. 1972, S. 215–220

Untersuchung des dynamischen Verhaltens eines Systems für die Drehzahlreglung eines elektrischen Antriebsmotors, kennzeichnet durch zeitlich veränderliche Parameter.

DK 621 – 52/ – 55 : 681.322

Călin S. und *Nitu C. I.* :

Analyse der Leistung automatischer Systeme mit nummerischen Reglern auf Digitalrechnern.

Automatica şi Electronica 16, H. 5, Sept. – Okt. 1972, S. 220–226

Bei dieser Leistungsbestimmung werden die Unlinearitäten der nummerischen Zeitregler in Betracht gezogen.

DK 681.327.2

Cergan P. :

Bautypen von ROS-Speicherwerken.

Automatica şi Electronica 16, H. 5, Sept. Okt. 1972, S. 226–233

Die ROS-Speicherwerke (Read Only Store) werden bei der Ausrüstung der Anlagen für elektronische Datenverarbeitung für die Speicherung selten auszutauschender Informationen verwendet.

DK 681.322

Petrescu A., Golumbovici D. und *Popa I.* :

Didaktischer Digitalrechner.

Automatica şi Electronica 16, H. 5, Sept. – Okt. 1972, S. 233–243

Die Schaltung und die Betriebsweise eines Rechners werden dargelegt, der dazu bestimmt ist, als Anleitung für künftige Fachkräfte in diesem Bereich zu dienen. Das Grundprinzip der Arbeitsweise ist das eines Digitalrechners.

DOKUMENTATION 244–247

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.

Vol. XVI (pag. 201—248) **nr. 5, septembrie—octombrie** **București, 1972**

Documentele Conferinței Naționale a P.C.R. chezășie a dezvoltării multilaterale a României Socialiste

Lucrările Conferinței Naționale a Partidului Comunist Român desfășurate în perioada 19—21 iulie 1972 au făcut bilanțul realizărilor obținute pînă acum pentru traducerea în viață a programului elaborat de Congresul al X-lea și au stabilit noi măsuri pentru perfecționarea în continuare a organizării și conducerii economiei, a întregii vieți sociale. Perfecționarea conducerii societății reprezintă o preocupare permanentă în activitatea partidului și statului nostru, reprezentînd un factor important în crearea condițiilor pentru făurirea vieții noi în România Socialistă.

Partidul Comunist Român își fixează obiectivele pentru dezvoltarea societății în condițiile concrete ale fiecărei etape de dezvoltare în conformitate cu principiile generale ale dezvoltării în lumina materialismului dialectic și istoric.

Realizările obținute în dezvoltarea economică și socială a țării trebuie raportate în primul rînd la nivelul moștenit de la regimurile trecute, nivel lăsat de burghezia română. Este semnificativ faptul că cincinalul va asigura un nivel al producției industriale globale de 28—30 ori mai mare decît cel din anul 1938, iar al industriei constructoare de mașini de 92—98 ori mai mare. Diversificarea producției industriei constructoare de mașini a făcut posibilă afirmarea României ca exportatoare a unor produse care înainte erau importate, asigurînd un nivel calitativ superior în activitatea economică în conformitate cu cerințele revoluției tehnico-științifice contemporane. Industria electronică și de automatizare a producției capătă în prezent un loc din ce în ce mai important în producția industrială românească.

Aceste realizări confirmă justețea liniei politice a partidului de aplicare creatoare a legilor generale ale construcției socialismului la realitățile concrete ale României, demonstrînd superioritatea orînduirii socialiste.

Decalajul care se mai menține în prezent între România, țară în curs de dezvoltare, și țările puternic industrializate este încă foarte mare și devine una din sarcinile istorice deosebit de importante pentru poporul nostru să-l lichideze treptat.

Realizările obținute pînă în prezent cît și eforturile pe care și le-a propus în continuare sînt o chezășie că, într-o perioadă istorică relativ scurtă, poporul nostru va face ca România să depășească stadiul de țară în curs de dezvoltare, situînd-o la nivelul țărilor dezvoltate din punct de vedere economic.

Programul elaborat de Congresul al X-lea al partidului — — făurirea societății socialiste multilateral dezvoltate — cuprinde măsuri pentru dezvoltarea în ansamblu și multilaterală a țării, perfecționarea relațiilor socialiste de producție, organizarea întregii societăți pentru participarea activă a tuturor oamenilor la înfăptuirea politicii interne și externe, la ridicarea României pe noi culmi ale civilizației.

Întregul nostru popor și-a concentrat forțele pentru a cinsti cum se cuvine Conferința Națională a partidului și cea de a XXV-a aniversare a Republicii Socialiste România.

Chemarea lansată de Conferința extraordinară a Comitetului municipal P. C. R. București sub lozinca „Cincinalul în patru ani și jumătate" a cuprins întreaga suflare creatoare într-o largă întrecere socialistă. Redimensionarea posibilităților existente în economia noastră națională va avea drept rezultat realizarea obiectivelor fixate înainte

de termen, prin care se atinge ţelul suprem : omul, slujirea lui pentru realizarea celor mai înalte aspiraţii pe treptele civilizaţiei.

În transformările grandioase pe care şi le propune ţara noastră în această etapă de dezvoltare, un rol important revine industriei.

Preocupările pentru realizarea unei economii moderne de înaltă eficienţă economică sînt deosebit de mari. „Ne propunem ca în deceniile următoare — arată tovarăşul Nicolae Ceauşescu — să creăm o industrie puternică, la nivelul tehnicii şi ştiinţei moderne, care să aibă ca ramuri de bază electronica şi electrotehnica, mecanica fină, construcţiile navale, producţia de mase plastice, de fibre sintetice, energia nucleară şi altele". Dezvoltarea mai rapidă a unor ramuri de producţie a fost şi este cerută de condiţiile etapei în care ne aflăm, de influenţa activă a revoluţiei tehnico-ştiinţifice. contemporane.

În lucrările Conferinţei Naţionale, rolul industriei construcţiilor de maşini a ocupat un loc important deoarece vastitatea şi varietatea problemelor legate de viitorul ţării sînt posibile a fi rezolvate prin progresul acestei ramuri.

Este ştiut că trăsătura fundamentală a revoluţiei tehnico-ştiinţifice este automatizarea şi cibernetizarea proceselor de producţie, utilizarea maşinilor electronice de calcul în rezolvarea problemelor complexe ale producţiei. În aceste condiţii se lărgesc nelimitat posibilităţile omului în lupta cu natura, munca sa devenind mai bogată, mai rodnică.

Societatea omenească a cunoscut în evoluţia sa trepte de dezvoltare calitativ deosebite privind perfecţionarea forţelor de producţie. Aşa cum în trecut progresul a fost de partea acelor popoare care au putut să folosească din plin forţa aburului şi apoi cea a electricităţii, în prezent progresul popoarelor depinde de posibilităţile utilizării ştiinţei în producţie în general şi a electronicii, ciberneticii, informaticii în special.

Realizările obţinute de industria electronică sînt deosebit de mari. Întreaga ramură a construcţiilor de maşini a cunoscut o puternică dezvoltare reuşind să realizeze astăzi în 6 zile o producţie echivalentă cu cea a întregului an 1938. De asemenea sub aspectul dinamicii, această ramură se situează printre cele mai accentuate din lume. Nu la fel se poate aprecia sub aspectul potenţialului acestei ramuri la cerinţele economiei moderne ; în anul 1970 în ţara noastră ponderea construcţiilor de maşini în total producţia industrială a fost de 25% în timp ce în alte ţări de 35—48%.

Conferinţa Naţională, orientînd activitatea creatoare a dezvoltării economico-sociale în următoarele două decenii, prevede ca industria constructoare de maşini să capete o pondere de 55—60%, iar electronica să reprezinte 17% din totalul producţiei industriei constructoare de maşini. Aceasta confirmă dinamica deosebit de rapidă a electronicii care implică o ramificaţie puternică în multe alte domenii de activitate.

Măsurile preconizate pentru traducerea în viaţă a măreţelor angajamente luate în cinstea acestui eveniment afectează toate ramurile economiei naţionale. Ele au menirea să sporească eficienţa investiţiilor materiale efectuate pînă în prezent, deoarece în condiţiile actuale dezvoltarea economică depinde cel mai mult de eficienţa cu care sînt utilizate fondurile existente în economie, resursele de care dispune ţara noastră. Introducerea ciberneticii, informaticii în viaţă economică şi socială a României constituie o pîrghie importantă pentru creşterea eficienţei întregii activităţi a ţării noastre.

În raportul prezentat de secretarul general al partidului, tovarăşul Nicolae Ceauşescu, în faţa Conferinţei Naţionale sînt date indicaţii precise, direcţii de realizare a unei eficienţe sporite a fondurilor fixe, deoarece 3/4 din capacităţile de producţie existente au fost create în ultimii 10 ani, deci cu un nivel tehnic superior. Folosirea lor intensivă, generalizarea schimbului II şi extinderea schimbului III, introducerea unor noi utilaje în spaţiile existente, scurtarea termenelor de execuţie a noilor obiective şi atingerea în scurt timp a parametrilor proiectaţi, perfecţionarea tehnologiilor, toate însoţite de o disciplină fermă a muncii în toate verigile de activitate sînt numai cîteva căi de atingere a unor realizări economice substanţiale.

Industria construcţiilor de maşini, prin rolul ei în promovarea tehnicii noi în toate ramurile economiei naţionale, are misiunea de a fi în pas cu tot ceea ce este nou la nivel mondial prin realizarea unor produse industriale de înaltă tehnicitate. În ţara noastră, structura industriei constructoare de maşini nu este la nivelul unei economii moderne, deoarece produsele simple, cu un consum mare de metal, reprezintă încă o pondere ridicată. „Va trebui să producem asemenea maşini şi utilaje — subliniază tovarăşul Nicolae Ceauşescu — încît dintr-o tonă de metal să obţinem pînă în 1980—1985 o valoare de 4—5 ori mai mare decît cea realizată astăzi". Pentru atingerea acestui deziderat o contribuţie substanţială aduce industria electronicii şi automatizării care, prin maşinile complexe şi de înaltă precizie, asigură înzestrarea economiei cu un nivel tehnic corespunzător cerinţelor moderne, cît şi valorificarea superioară a metalului prin reali-

Pe lîngă înnoirea tehnică, producția de radioreceptoare și televizoare va avea și o creștere importantă (fig. 3).

Din aceeași categorie a bunurilor de consum electronice, uzinele de tehnică a vidului (Uzina de cinescoape cu secția sa Electrofar București, Steaua electrică Fieni sau cea mai tînără uzină din acest domeniu, Romlux Tîrgoviște) prezintă produse moderne, într-o gamă largă ca, lămpi cu incandescență pentru iluminat general sau pentru utilizări tehnice, lămpi auto, lămpi fluorescente cu randament luminos sporit (prin utilizarea de noi luminofori) de 14, 20, 40 și 65 W, elemente de tuburi sau tuburi cinescop cu diagonala de la 31 la 65 cm sau lămpi de înaltă presiune cu vapori de mercur de 80, 125, 250 și 400 W (cu un flux luminos de la 3 000 la 20 500 lumeni).

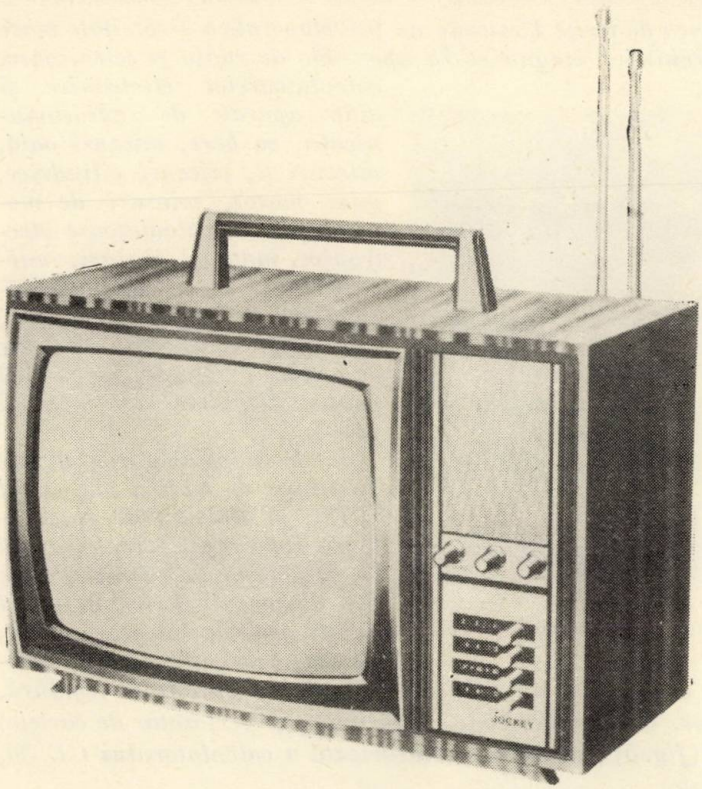


Fig. 2. Televizorul portabil Jockey

În ceea ce privește electronica industrială, Institutul de cercetări electronice (ICE) în colaborare cu Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale (FEMI) expun o varietate mare de aparate în domenii diferite ca :

— aparate electronice pentru măsurarea mărimilor electrice (osciloscoape cu sertare transistorizate ; numărător universal cu 6 și 7 cifre, tranzistorizat ; frecvențmetru digital utilizînd circuite integrate cu afișare prin 6 cifre ; voltmetru digital, tranzistorizat, cu afișare prin 4 cifre ; generator de joasă frecvență ca sursă de tensiune sinusoidală sau dreptunghiulară etc.) ;

— aparate electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice (vibrometru electronic complet tranzistorizat ; microcomparator electronic ; tensometru electronic pentru măsurarea deformațiilor și eforturilor mecanice în organe de mașini ; torsiometru electronic ; stroboscop electronic etc.) ;

— surse de alimentare diferite și echipamente de electronică industrială (sursă de tensiune continuă stabilizată ; sursă de curent alternativ ; generatoare de înaltă frecvență pentru scopuri industriale ; aparat pentru sudarea foliilor de polietilenă etc.) ;

— aparate electronice pentru medicină și biologie, toate complet transistorizate (reograf ;

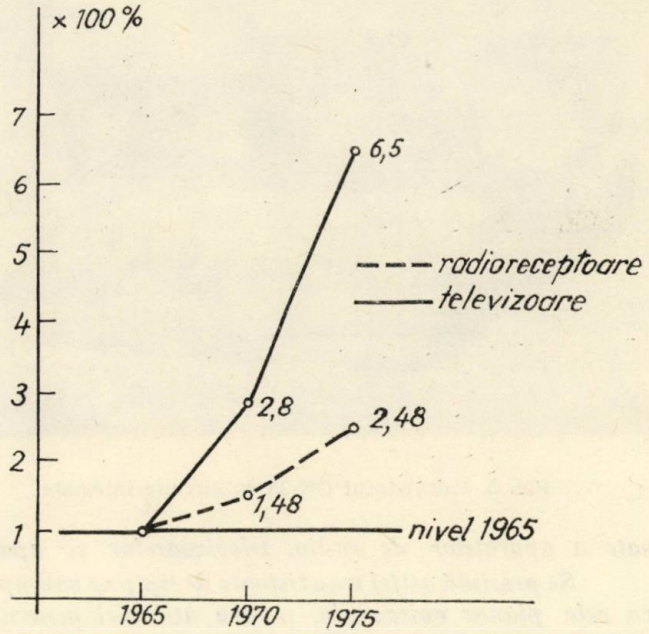


Fig. 3. Creșterea producției de radioreceptoare și televizoare

reflexometru achilian; *electrocardiograf*; *termometru clinic*; *bitahometru pentru supraveghere intraoperatorie în sala de operație sau monitorizare la pat sau în incubator*; *numărător electronic automat de globule*; *proteză pentru antebrat*);

— *echipamente de radiocomunicații și telecomunicații* (*radiotelefon cu bandă laterală unică, fig. 4*; *radiotelefon portabil*; *radiotelefon mobil etc., toate tranzistorizate*).

În colaborare ICE cu Fabrica de ferite Urziceni au fost elaborate o diversitate mare de miezuri de ferite necesare circuitelor magnetice în aparatele de radio și televizoare, calculatoarelor electronice și altor aparate de radiocomunicații, ca bare, miezuri oală, miezuri E, miezuri cilindrice, miez mosor, miezuri de memorie pentru calculatoare electronice, magneți inelari, miezuri U+I pentru transformatorul final de linii la televizoare, miez jugular pentru bobinele de deflexie, bandă magnetică pentru frigidere sau magneți plastici.

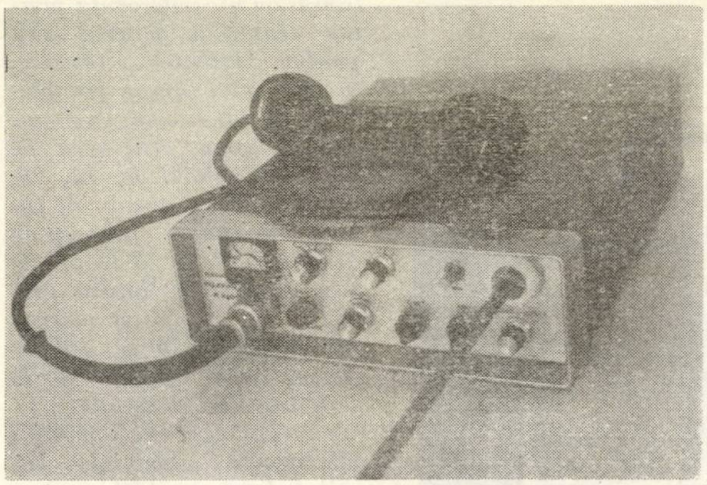


Fig. 4. Radiotelefon cu bandă laterală unică

Prin colaborarea dintre Institutul de tehnică de calcul (ITC) și Fabrica de calculatoare București, recent intrată în funcțiune, se expun utilaje din domeniul tehnicii de calcul cu un grad de integrare mărit, printre care calculatorul electronic Felix C—256 (cu unitate centrală, blocuri de memorie, dulap unități de legătură, mașină de scris, lector perforator, lector de cartele, imprimante, perforator de cartele) și calculatorul electronic CE-33 (fig. 5) (variantă miniaturizată a calculatorului CE 30, prin folosirea de circuite integrate).

Ca o întreprindere mai veche în acest domeniu, Fabrica de elemente de automatizare (FEA) își lărgește continuu sau își modernizează gama de elemente electronice necesare schemelor de automatizare, printre care se pot cita: regulatorul tripozițional ELX 176, integratorul liniar ELI 112, sursa semnal unificat ELZ 101, regulatorul de temperatură X72 și altele.

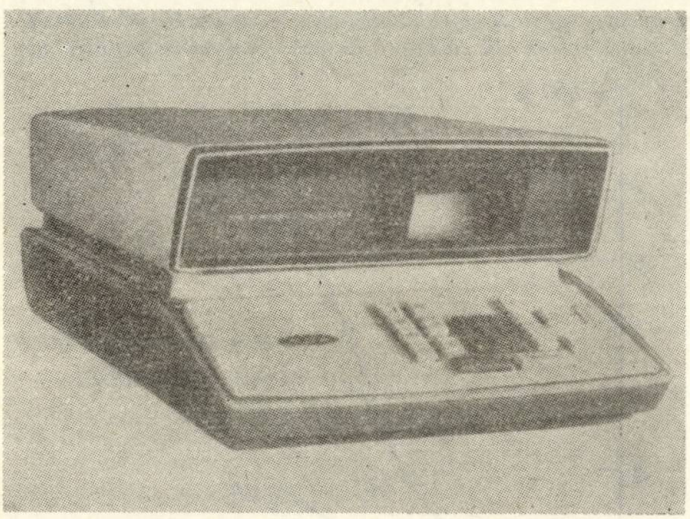


Fig. 5. Calculatorul CE-33 cu circuite integrate

Pentru asigurarea componentelor electronice necesare aparatelor electronice de consum dar mai ales pemtru cele profesionale, Centrul de cercetare și proiectare componente electronice în colaborare cu Intreprinderea de piese radio și semiconductoare Băneasa au elaborat în primul rînd o gamă variată de tranzistoare care să satisfacă cererile crescînde în vederea tranzistorizării avansate a aparatelor de radio, televizoarelor și aparaturii de electronică industrială.

Se prezintă astfel tranzistoare de tip pnp sau npn elaborate după tehnologii avansaet, ca cele planar epitaxiale, pentru utilizări generale sau cu zgomot redus, pentru utilizări în înaltă frecvență, diode Schottky, diode Zener etc.

În vederea miniaturizării în continuare a echipamentelor electronice s-au elaborat circuite integrate bipolare logice cu utilizări la calculatoarele electronice și circuite integrate pentru utilizări generale.

S-au asimilat tehnologii moderne, TTL, MOS etc.

Pentru utilizări industriale în tehnica curenților tari au fost elaborate diodele necesare redresării curentului pentru locomotiva electrică de 5 100 kW, precum și tiristoare de putere necesare în continuare acționărilor electrice sau convertizoarelor de frecvență de putere.

Se prezintă o gamă variată de componente electronice pasive (rezistențe, condensatoare, termistoare etc.) și diferite utilaje realizate prin autoutilare necesare măsurărilor parametrilor sau pentru testarea dispozitivelor semiconductoare, precum și utilaje și instalații necesare obținerii de materiale de înaltă puritate necesare producției de microelectronică.

★

Directivele Congresului al X-lea al Partidului Comunist Român privind planul de dezvoltare economico — sociaiă a Republicii Socialiste România pe anii 1971 — 1975 prevăd o creștere a industriei electronice de 2,2 — 2,4 ori în 1975 față de 1970.

Ținînd seamă de indicațiile cuprinse în expunerea tovarășului secretar general Nicolae Ceaușescu la ședința Comitetului Executiv al C.C. al P.C.R. și a guvernului din 25 noiembrie 1970, privind necesitatea sporirii programului de dezvoltare a industriei electrotehnice, au fost elaborate studii a căror sinteză cuprinde măsurile pentru creșterea mai accentuată a producției industriei electronice în perioada 1971 — 1975.

La aceasta s-a ținut seamă de indicațiile prețioase date de conducerea partidului și statului cu ocazia vizitării întreprinderilor din industria electronică din cursul anilor 1971 și 1972.

Ca urmare a acestor măsuri și în conformitate cu angajamentele luate în urma chemării la întrecere de către Conferința extraordinară a organizației de partid a municipiului București pentru realizarea planului cincinal în patru ani și jumătate, producția de aparatură electronică, componente electronice și bunuri de consum va fi de circa 3,5 ori mai mare în 1975 decît în 1970.

Ponderea industriei electronice în totalul industriei electrotehnice va crește în continuare de la 28 % în 1970 la peste 31 % în 1975.

În conformitate cu studiile efectuate, structura producției se va îmbunătăți, ajungînd în anul 1975 la 41 % aparate electronice industriale și profesionale, 33 % componente electronice (din care majoritatea profesionale) și 26 % aparate electronice de larg consum.

Ținînd seamă de volumul relativ redus la care se află în prezent producția industriei electronice, în raportul cu privire la dezvoltarea economico-socială a României în următorii ani și în perspectivă, tovarășul secretar general Nicolae Ceaușescu arată că producția acestei ramuri va trebui să ajungă să reprezinte 16 — 17 % din producția totală a industriei construcțiilor de mașini. Pentru realizarea acestei sarcini urmează să se ia măsurile corespunzătoare.

Se prevăd a fi asimilate o serie de produse noi pe baza unor tehnologii de vîrf: componente radio piese radio (rezistențe cu peliculă metalică, varistoare, condensatoare cu tantal), dispozitive semiconductoare cu siliciu (diode, tranzistoare, circuite integrate), ferite moi și plastice, aparate electronice de larg consum (picupuri și magnetofoane), aparatură radioelectronică profesională și altele.

O largă grupă de produse noi urmează să fie asimilate pe bază de cercetare proprie, prin diversificarea produselor fabricate după licențe sau prin modernizarea producției curente.

Trebuie remarcat faptul că la finele cincinalului trecut și în cincinalul actual se dezvoltă în uzinele noastre tehnici și tehnologii complet noi în domeniul tehnicii de calcul.

În acest cincinal urmează să crească gradul de integrare la calculatoarele electronice și la echipamentele periferice.

Se vor realiza calculatoare electronice mici, piese radio și dispozitive semiconductoare (tiristoare), se vor profesionaliza componentele electronice, noi tipuri de cinescoape, noi tipuri de lămpi cu halogeni, circuite integrate logice și liniare, precum și aparatură electronică profesională.

Se prevede asimilarea a peste 1 000 tipuri noi de produse în perioada 1971 — 1975 și modernizarea în proporție de peste 65 % a întregului sortiment fabricat în 1970.

Ponderea produselor noi în totalul producției va fi de peste 82 % în 1975.

Pentru realizarea acestor sarcini Institutul de cercetări electronice, Institutul de tehnică de calcul și Centrul de cercetare și proiectare componente electronice precum și compartimentele uzinale de concepție au prevăzut dezvoltări importante, o atenție deosebită dîndu-se modernizării tehnologiilor de fabricație și asimilării de noi tehnici.

Datorită creșterii gradului de integrare al producției se preconizează ca importul pentru producție să scadă cu peste 30 % în 1975 față de 1970, în timp ce volumul producției pentru export va crește de 3,2 ori într-un ritm mediu anual de peste 26 %.

Volumul investițiilor va fi în 1971 — 1975 de peste 1,9 ori mai mare decît în perioada anterioară, la investiții totale.

Față de cele șase întreprinderi existente cu producție industrială la finele anului 1970, în perioada 1971 — 1975 vor fi construite și date în funcțiune încă nouă întreprinderi și secții.

Dintre acestea au fost date în funcțiune: Fabrica de calculatoare București, Romlux Tîrgoviște și sediul nou al Institutului de cercetări și proiectări electronice (ICE) și sînt în construcție Fabrica de componente electronice Curtea de Argeș, Secția de memorii cu ferite Timișoara, Tehnoton Iași, Conect București, precum și sediul nou pentru Institutul de tehnică de calcul și pentru Centrul de cercetare și proiectare componente electronice.

De asemenea, sînt prevăzute să intre în funcțiune în cursul acestui cincinal Fabrica de echipamente periferice București, Secția de perfoverificatoare București și Secția de materiale pure pentru industria electronică Băneasa.

În afara construirii acestor obiective noi se prevăd dezvoltări noi în toate uzinele prin echiparea acestora cu linii de fabricație specializate, ca spre exemplu : linii de fabricație pentru circuite imprimate multistrat, linii de fabricație pentru dispozitive semiconductoare cu siliciu (diode, tiristoare, tranzistoare și circuite integrate inclusiv măști tehnologice), linii de fabricație piese radio (rezistențe cu peliculă metalică, condensatoare cu tantal etc.) etc.

La nivelul anului 1975 circa 34 % din volumul producției se va executa în întreprinderi noi și 66 % prin încărcarea mai rațională a schimburilor II și III și prin dezvoltarea întreprinderilor existente.

Realizînd prevederile cincinalului 1966 — 1970, industria electronică se găsește la un potențial tehnic superior. Programul propus pentru cincinalul actual, comparativ cu cincinalul anterior, se caracterizează prin sarcini deosebit de mobilizatoare cu privire la eficiența economică și la competitivitatea pe piața externă.

Mobilizîndu-și toate resursele, industria electronică va contribui în mai mare măsură la dotarea economiei naționale cu mijloace tehnice moderne, astfel încît la sfîrșitul cincinalului să poată raporta partidului îndeplinirea și depășirea programului propus.

Ing. VALERIUS STANCIU
M.I.C.M.

Conferința de presă dedicată celei de a doua ediții a Tîrgului Internațional București — 1972

În ziua de 25 august a.c. a avut loc o conferință de presă organizată de Camera de Comerț a R.S. România dedicată celei de a doua ediții a Tîrgului Internațional București care va avea loc în intervalul 15 — 24 octombrie.

Din expunerile făcute și materialele prezentate rezultă că această importantă manifestare economică și comercială cu caracter internațional se înscrie pe linia manifestărilor ce au loc pe plan mondial, de dezvoltare a tîrgurilor și expozițiilor cu caracter specializat. Tîrgul Internațional București din acest an este profilat pe prezentarea de produse din subramurile de vîrf ale industriei constructoare de mașini: echipament pentru industria siderurgică și metalurgică, mașini-unelte, mașini de forță, echipament energetic, electrotehnic și electronic, sectoare cărora revoluția tehnico-științifică contemporană le conferă un loc decisiv în valorificarea superioară a resurselor naturale, în promovarea structurilor proprii economiei moderne.

Dintre principalele produse ce vor fi prezentate la tîrg s-au menționat: strunguri universale și specializate, diverse alte tipuri de mașini-unelte și agregate de prelucrare a metalelor; produse de mecanică fină și optică; aparate și accesorii pentru sudură; produse electrotehnice și electronice, incluzînd subdiviziuni sortimentale multiple, începînd cu echipamentele de uz industrial și ale tehnicii de calcul pînă la numeroasele articole electronice și electrotehnice de uz casnic; mașini de forță și echipament energetic, inclusiv echipament pentru energetica nucleară; agregate pentru metalurgie.

Accentul se va pune pe tipurile și sortimentele noi de produse, cu parametri constructivi și tehnico-funcționali superiori, rod al laborioasei activități de cercetare științifică și dezvoltare desfășurată azi pe plan mondial.

Tîrgul Internațional București se va bucura și la a doua sa ediție de o largă participare. Pînă la finele lunii august a.c. pe listele de participare erau înscrise circa 700 de firme din 27 de țări.

Republica Socialistă România, ca țară gazdă, va deține circa 34 000 mp reprezentînd aproximativ jumătate din suprafața de expunere. Peste 1 500 de categorii de produse — precum și machete ale unor instalații complexe energetice, metalurgice (cum ar fi de exemplu cele de la Porțile de Fier, Combinatul siderurgic de la Galați etc.) — vor oferi o imagine a potențialului tehnic de concepție și execuție al industriei românești.

La pavilionul A al tîrgului, afectat în cea mai mare parte expozanților români, se vor expune agregate, mașini-unelte de mare precizie, multe din ele cu un grad ridicat de automatizare, la nivelul celor mai moderne realizări pe plan mondial, o gamă diversificată de produse ale industriei electrotehnice și electronice — sectoare care dețin o pondere importantă în industria constructoare de mașini, machete de linii tehnologice. Spațiul interior va fi întregit cu expunerea unor realizări ale institutelor de cercetări și proiectări din construcția de mașini, energia electrică, metalurgie etc., ale Institutului de fizică atomică, ale Institutului pentru creația științifică și tehnică.

Principalii expozanți vor fi centralele industriale care realizează produsele din profilul tîrgului, întreprinderile de comerț exterior: Mașinimport, Mașinexport, Industrialimport, Industrialexport, Tehnoimport, Mecanoexport, Faur etc. Sînt prezentate, de asemenea, întreprinderi specializate în lucrări de proiectare și construcții montaj de obiective energetice (Romenergo), metalurgie (Metarom) etc.

Avînd în vedere ritmul rapid de înnoire și diversificare caracteristic dezvoltării industriei constructoare de mașini din România în actualul cincinal, a doua ediție a Tîrgului internațional București va prilejui lansarea noutăților, dintre care unele foarte recente, și a unor mașini și agregate în curs de asimilare în fabricație. Dintre acestea s-au menționat unele piese de performanță din componența turbinei de 330 MW, introdusă în fabricație la Uzina de mașini grele din București, cum ar fi rotorul turbinei (cu dimensiuni de 5500 × 2000 și o greutate

netă de 25 000 kg); motoarele electrice şi cele cu combustie internă fabricate la Reşiţa; noile tipuri de generatoare de abur mobile şi stabile, fabricate de Uzinele Vulcan din capitală; strungurile automate cu cap revolver şi ax orizontal SARO — 25 şi SARO—42; strungurile paralele şi tip carusel cu comandă secvenţională; agregatele multiax realizate în ultimul timp de uzinele specializate în producţia de maşini, unelte şi agregate pentru prelucrarea metalelor.

De o deosebită importanţă va fi faptul că noutăţile vor afecta întreaga arie de produse din profilul tîrgului, de la piesele microscopice ale electronicii pînă la piesele de performanţă pentru cele mai mari agregate industriale. După o estimaţie de ansamblu, în intervalul care a trecut de la prima ediţie a Tîrgului Internaţional Bucureşti nomenclatorul de fabricaţie al uzinelor constructoare de maşini din România s-a lărgit cu circa 1000 de produse noi sau modernizate.

În legătură cu larga participare a expozanţilor din străinătate s-a mai subliniat prezenţa celor mai importanţi parteneri comerciali ai ţării noastre. Organizate în expoziţii colective sub pavilioanele ţărilor respective sau în cadrul unor standuri individuale, firme din Anglia, Austria, Belgia, Berlinul de Vest, Bulgaria, Cehoslovacia, Chile, R. P. D. Coreeană, Cuba, Danemarca, Elveţia, Franţa, R. D. Germană, R. F. a Germaniei, Irlanda, Israel, Italia, Jugoslavia, Japonia, Lichtenstein, Luxemburg, Olanda, Polonia, S.U.A., Suedia, Ungaria şi U.R.S.S. şi-au anunţat participarea cu un bogat şi variat nomenclator de produse. Expozanţii străini vor deţine o suprafaţă de expunere de 35 000 mp, remarcîndu-se pavilioanele şi expoziţiile colective organizate de Austria, Anglia, Cehoslovacia, Elveţia, R. D. Germană, R. F. a Germaniei, Italia, Jugoslavia, Polonia, S.U.A. şi U.R.S.S., pe suprafeţe între 1 000 şi 6 000 mp.

Această participare importantă a firmelor străine exprimă în primul rînd interesul faţă de piaţa românească, ecoul bunei organizări a primei ediţii a tîrgului şi, desigur, rezultatele comerciale pozitive cu care s-a încheiat ediţia precedentă. Organizarea ei la scurt timp după încheierea lucrărilor Conferinţei Naţionale a Partidului Comunist Român, în cadrul cărora un loc deosebit de important l-a ocupat dezvoltarea economică curentă şi de perspectivă a României şi, în acest context, intensificarea participării în comerţul şi cooperarea internaţională, oferă expozanţilor români un prim şi binevenit prilej de aplicare a deciziilor adoptate.

Modul de organizare a timpului va crea condiţii optime pentru iniţierea şi adîncirea unor contacte pe linia cooperării tehnice şi industriale. De asemenea tîrgul va prilejui o activitate rodnică nu numai între partenerii străini şi cei români ci şi între diversele firme participante la tîrg.

În ce priveşte suprafaţa de expunere, avîndu-se în vedere că numeroşi participanţi dornici să prezinte un număr sporit de produse şi-au exprimat dorinţa de a ocupa în viitor suprafeţe mai mari, la actuala ediţie a Tîrgului Internaţional Bucureşti complexul expoziţional îşi va extinde spaţiile de expunere prin construirea a încă trei pavilioane noi (însumînd o suprafaţă de circa 6 200 mp).

De asemenea s-a prevăzut un bogat program de conferinţe tehnice şi diverse reuniuni de specialitate şi conferinţe de presă.

Cea de a doua ediţie a Tîrgului Internaţional Bucureşti va contribui la lărgirea schimbului internaţional de valori materiale, de idei şi experienţă, la consolidarea climatului favorabil cunoaşterii, înţelegerii şi cooperării între state, la continua întărire a prestigiului şi afirmării României pe plan internaţional.

M.D.

Dr. ing. SILVIU ANASTASIU

Analiza unui sistem adaptiv rapid

În majoritatea cazurilor de procese variabile în timp (denumite de unii autori procese cu parametri variabili în timp) din practica sistemelor de acţionare electrică automatizată, parametrii variabili sînt de natura unei amplificări [1], [2], [3]. Menţinerea performanţelor la valorile considerate optime impune o adaptare a sistemului.

Dacă amplificarea variază relativ lent într-un interval de timp egal timpului de răspuns al sistemului, se pot imagina procedee de identificare pe baza cărora să se efectueze reacordarea regulatorului; dacă amplificarea variază mai rapid, este necesară măsurarea (direct sau pe baza unui model analogic) a amplificării variabile şi modificarea adecvată instantanee a amplificării regulatorului. Un exemplu este sistemul de acţionare a mecanismelor de înfăşurare pentru benzi, sîrmă, hîrtie etc. în care caz momentul de inerţie se modifică în timp, manifestîndu-se ca o amplificare variabilă în sistemul de reglare a turaţiei. Un caz analog este acela al sistemului de acţionare cu motor de curent continuu comandat pe indus şi excitaţie, în cazul în care forţarea excitaţiei este limitată şi, ca urmare, variaţia fluxului în timpul regimului tranzitoriu se face independent de variaţia tensiunii indusului; în acest caz, fluxul reprezintă de asemenea o amplificare variabilă în sistemul de reglare a turaţiei.

În primul dintre cazurile menţionate mai sus se poate considera că performanţele dinamice ale sistemului adaptiv sînt aceleaşi cu cele ale sistemului cu parametri consideraţi ficşi, chiar dacă între amplificarea variabilă a procesului şi amplificarea variabilă a regulatorului există elemente intermediare inerţiale. Cu alte cuvinte, dacă există o variaţie lentă de amplificare care, prin identificare şi modificarea amplificării regulatorului, este compensată, răspunsul va fi acelaşi cu răspunsul sistemului invariant.

În al doilea caz menţionat mai sus (variaţii rapide de amplificare), regimul tranzitoriu va fi modificat faţă de cazul sistemului invariant din cauza prezenţei unor elemente inerţiale între amplificarea variabilă a procesului şi amplificarea variabilă a regulatorului.

În cele ce urmează se prezintă o metodă de determinare a regimurilor tranzitorii în prezenţa unor variaţii rapide de amplificare în proces şi regulator.

1. Structura sistemului

În cazul unei reglări cu n bucle, sistemul poate fi analizat pe baza schemei din figura 1 [5], în care s-au presupus condiţii iniţiale nule.

S-au notat:

$C = [c_1 c_2, \ldots, c_n]^T$ — vectorul mărimilor de intrare;

$E = [e_1\, e_2, \ldots, e_n]^T$ — vectorul ieşirilor e_i;

$E_m = [e_{m1}\, e_{m2}, \ldots, e_{mn}]$ — vectorul ieşirilor măsurate e_{mi};

y_R, y_d, y_m — matricele de transfer: a dispozitivului de reglare, a procesului şi, respectiv, a traductoarelor;

y_e — matricea de transfer echivalentă a buclelor de reglare subordonate.

Dacă bucla j conţine elemente variabile în timp, schema va corespunde figurii 2; s-a considerat sistemul „îngheţat" (cu parametri con-

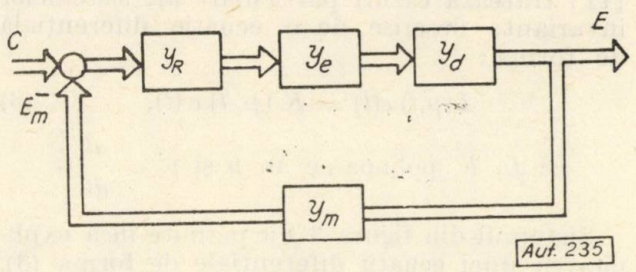


Fig. 1

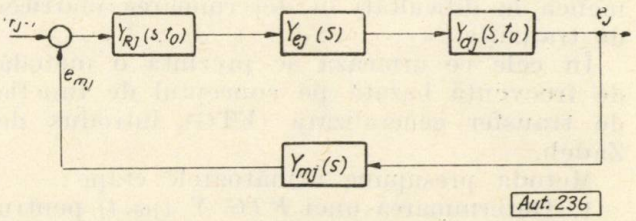


Fig. 2

stanţi şi egali cu valoarea la începutul intervalului de timp). S-a pus în evidenţă dependenţa de timp a parametrilor regulatorului, presupus adaptiv, Y_{rj}, şi ai procesului, Y_{dj}.

Ipoteze. 1. Parametrul variabil din proces este o amplificare $k_d(t)$ care este compensată de variaţia amplificării $k_r(t)$ a regulatorului adaptiv.

2. Adaptarea se realizează după legea:

$$k_r(t) = 1/k_d(t). \tag{1}$$

3. Variaţia amplificării procesului este de tipul:

$$k_d = k_{do} + at. \tag{2}$$

Ipoteza 3 corespunde caracteristicilor proceselor fizice perturbatoare din sistemele de

acţionare electrică. De exemplu, dacă k_d este fluxul motorului de curent continuu, viteza lui de variaţie este limitată la o rampă din cauza constantei de timp mari şi din cauza valorii limitate a tensiunii maxime de excitaţie.

Figura 3 evidenţiază amplificările variabile; s-a considerat sistemul supus unor semnale sinusoidale de intrare.

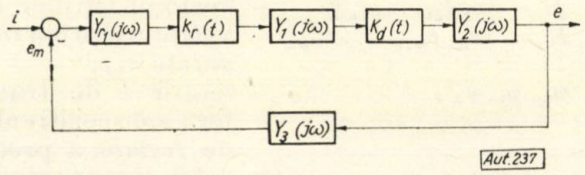


Fig. 3

Se caută să se determine regimurile tranzitorii în sistemul din figura 3, în ipotezele de mai sus.

Majoritatea lucrărilor din literatură tratează cazul variaţiilor foarte lente de parametri, rezumîndu-se la calcule de sensibilitate definite în diverse moduri [6]. Unele lucrări [7] — [11] tratează cazuri particulare ale sistemelor invariante descrise de o ecuaţie diferenţială de forma:

$$L(p,t)\, e(t) = K\,(p,\, t)\, c\,(t), \qquad (3)$$

cz L, K polinoame în p şi $p^i = \dfrac{d^i}{dt^i}$.

Sistemul din figura 3 nu permite însă explicitarea unei ecuaţii diferenţiale de forma (3). Utilizarea metodelor matriciale duce de asemenea la dificultăţi în determinarea matricei de tranziţie.

În cele ce urmează se prezintă o metodă de frecvenţă bazată pe conceptul de funcţie de transfer generalizată (FTG), introdus de Zadeh.

Metoda presupune următoarele etape:

1. Determinarea unei *FTG* $Y_j\,(\mathrm{j}\omega, t)$ pentru lanţul de elemente variabile în timp, separat în figura 4.

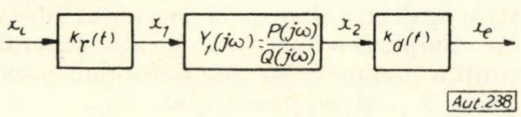


Fig. 4

2. Se determină dacă, pentru tipul de perturbaţii parametrice considerate, se poate găsi sau aproxima o FTG nedependentă de timp. Regimul descris de această FTG se va denumi cvasiinvariant. Acest regim va exista pentru o clasă F_s de funcţii de timp $k_d(t)$, adică: pentru orice $k_d(t) \in F_s \rightarrow Y_g\,(\mathrm{j}\omega, t) = Y_{ga}\,(\mathrm{j}\omega)$.

3. Pentru FTG cvasiinvariante Y_{ga} se vor determina funcţiile $k(t)$ pentru care regimul tranzitoriu este cel mai perturbat. Aceste regimuri vor fi denumite regimuri cvasiinvariante limită şi le vor corespunde FTG cvasiinvariante limită.

4. Cu ajutorul FTG cvasiinvariante limită se poate studia comportarea dinamică a sistemului din figura 3 după metodele sistemelor invariante. În acest mod se determină cele mai perturbate regimuri tranzitorii. În consecinţă, se poate modifica ajustarea regulatorului pentru păstrarea performanţelor în anumite limite.

2. Funcţia de transfer generalizată

Se presupune că funcţia de transfer a elementelor invariante din figura 4 este dată sub forma generală:

$$Y_1\,(\mathrm{j}\omega) = \frac{P\,(\mathrm{j}\omega)}{Q\,(\mathrm{j}\omega)} = \frac{\sum_{i=0}^{m} a_i\,(\mathrm{j}\omega)^i}{\sum_{i=0}^{n} b_k\,(\mathrm{j}\omega)^k}. \qquad (4)$$

Lanţul de elemente variabile în timp din figura 4 este descris de ecuaţia diferenţială:

$$\left(\sum_{k=0}^{n} b_k\, p^k\right) \frac{1}{k_d(t)}\, x_e(t) = \left(\sum_{i=0}^{m} a_i\, p^i\right) k_r(t) x_i(t) \qquad (5)$$

Ţinînd seamă de relaţia lui Leibnitz, rezultă din (5):

$$\left[\sum_{k=0}^{n} \beta_k\,(t)\, p^k\right] x_e(t) = \left[\sum_{i=0}^{m} \alpha_i\,(t)\, p^i\right] x_i(t), \qquad (6)$$

cu

$$\beta_k = b_k \frac{1}{k_d} + \frac{k+1}{1!}\, b_{k+1}\, \frac{d\,(1/k_d)}{dt} + \ldots + \frac{n(n-1)\ldots(k+1)}{(n-k)!}\, b_n \frac{\mathrm{d}^{n-k}(1/k_d)}{\mathrm{d}t^{n-k}} \qquad (7)$$

şi:

$$\alpha_i = a_i\, k_r + \frac{i+1}{1!}\, a_{i+1}\, \frac{\mathrm{d}k_r}{\mathrm{d}t} + , \ldots, + \frac{m(m-1)\ldots(i+1)}{(m-i)!}\, a_m \frac{\mathrm{d}^{m-i} k_r}{\mathrm{d}t^{m-i}}; \qquad (8)$$

$$k_d = k_d\,(t)\,;\; k_r = k_r\,(t).$$

Observaţia 1. Coeficienţii β_k, α_i diferă de coeficienţii sistemului invariant ($b_k \cdot 1/k_d$, $a_i \cdot k_r$) prin termeni care includ derivatele succesive ale parametrilor variabili.

Observaţia 2. Coeficienţii β_k, α_i, sînt cu atît mai perturbaţi cu cît ordinul şi coeficienţii polinoamelor $P\,(\mathrm{j}\omega)$, $Q\,(\mathrm{j}\omega)$ sînt mai mari. Rezultă că, pentru a avea un regim tranzitoriu cît mai puţin perturbat faţă de regimul tranzitoriu al sistemului invariant, este de dorit ca funcţia de transfer a elementelor invariante, Y_1, să cuprindă constante de timp cît mai mici; în acest scop, elementele in-

variante pot fi incluse într-o buclă de reglare optimizată.

Forma ecuaţiei (6) corespunde ecuaţiei (3) pentru care se poate defini *FTG* :

$$Y_g(j\omega,t) = \frac{X_e(j\omega,t)}{X_i(j\omega)} = \int_{-\infty}^{\infty} u_0(\xi,t)\, e^{-j\omega(t-\xi)}\, d\xi, \quad (9)$$

unde $u_0(\xi, t)$ este funcţia pondere a sistemului supus unui impuls la momentul ξ şi care trebuie să satisfacă ecuaţia diferenţială (1) a sistemului :

$$L(p,t)\, u_0(\xi,t) = K(p,t)\, \delta(t-\xi). \quad (10).$$

Prin transformarea ecuaţiei (10) şi ţinînd seamă de (9) se obţine ecuaţia diferenţială ce trebuie satisfăcută de Y_g [11] :

$$\sum_{k=0}^{n} \frac{1}{k!} \frac{1}{L(j\omega,t)} \frac{\partial^k L(j\omega,t)}{\partial (j\omega)^k} \frac{\partial^k Y_g(j\omega,t)}{\partial t^k} = \frac{K(j\omega,t)}{L(j\omega,t)}. \quad (11)$$

Pentru cazul care se analizează rezultă :

$$\frac{1}{\sum_{k=0}^{n} \beta_k (j\omega)^k} \sum_{k=0}^{n} \left[\beta_k + \sum_{l=k+1}^{n} \frac{l(l-1)\ldots(k+1)}{(l-k)!} \beta_l (j\omega)^{l-k} \right] \frac{\partial^k Y_g(j\omega,t)}{\partial t^k} = \frac{\sum_{i=0}^{m} \alpha_i (j\omega)^i}{\sum_{k=0}^{n} \beta_k (j\omega)^k}, \quad (12)$$

cu β_k, α_i date de (7), (8).

3. Condiţia de regim cvasiinvariant

Condiţia de regim cvasiinvariant se scrie :

$$\frac{\partial^k Y_{ga}(j\omega,t)}{\partial t^k} = 0,\ k = 1, 2, \ldots, n$$

sau ţinînd seamă de (12) şi de ipoteza 2 :

$$Y_{ga} = Y_{ga}(j\omega) = \frac{\sum_{i=0}^{m} \alpha_i(t)\,(j\omega)^i}{\sum_{k=0}^{n} \beta_k(t)\,(j\omega)^k} = \frac{\sum_{i=0}^{m} \frac{\alpha_i(t)}{k_r(t)} (j\omega)^i}{\sum_{k=0}^{n} \frac{\beta_k(t)}{1/k_d(t)} (j\omega)^k}. \quad (13)$$

Rezultă condiţia :

$$\frac{1}{k_r}\frac{dk_r}{dt} = \frac{1}{1/k_d}\frac{d(1/k_d)}{dt} = \gamma = \text{constant}$$

sau :

$$F_s = \{k_{d_0} e^{-\gamma t}\}. \quad (14)$$

Funcţiile (14) nu pot aproxima cu suficientă precizie funcţiile ce rezultă din ipoteza 3. Se poate găsi însă o aproximare a FTG pentru funcţiile corespunzătoare ipotezei 3 ţinînd seama de observaţia că, în ecuaţia (12), FTG depinde doar de un parametru λ care are ca semnificaţie fizică viteza relativă de variaţie a amplificării k_d, luată cu semn schimbat.

Într-adevăr, coeficienţii din (13) se pot scrie sub forma :

$$\frac{\beta_k(t)}{1/k_d(t)} = b_k + \sum_{l=k+1}^{n} l(l-1)\ldots(k+1)\, b_l \lambda^{l-k}, \quad (15)$$

$$\frac{\alpha_i(t)}{k_r(t)} = a_i + \sum_{l=i+1}^{m} l(l-1)\ldots(i+1)\, a_l \lambda^{l-i}, \quad (16)$$

$$\text{cu } \lambda = \frac{-a}{k_{d_0} + at}. \quad (17)$$

4. Condiţia de existenţă a FTG limită

FTG depinde de λ prin β_k, α_i. Pentru determinarea unei FTG limită este necesar ca dependenţa de λ a coeficienţilor β_k, α_i să fie monotonă. Condiţia de monotonie impune ca termenii succesivi din (15) şi (16) să fie descrescători.

Dacă se presupune că Y_1 are numitor predominant (cazul de importanţă practică), condiţia de monotonie, calculată pe baza polilor predominanţi ai *FT* Y_1, este satisfăcută dacă :

$$|\lambda| < \frac{\theta}{2} \quad (18)$$

unde θ este, corespunzător figurii 5, abscisa maximă în valoare absolută a unei drepte

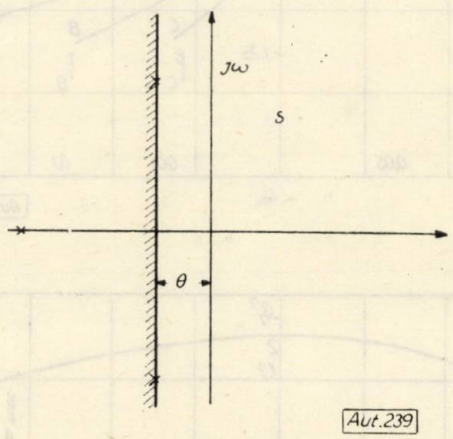


Fig. 5

paralele cu axa jω şi care cuprinde la stînga toţi polii *FT* Y_1.

În acest caz vor exista o FTG limită pentru valorile maxime pozitive λ_+ şi o *FTG* limită pentru valorile minime negative λ_-.

5. Expresia FTG limită

Aceasta poate fi dedusă din ecuaţia (12) prin corecţii succesive.

Fie Y_1 de forma tipică :

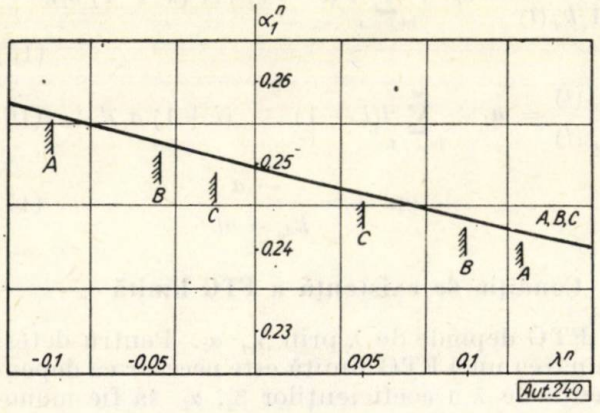
$$Y_1(j\omega) = \frac{a_0 + a_1 j\omega}{b_0 + b_1 j\omega + b_2 (j\omega)^2}, \qquad (19)$$

adică $m = 1$, $n = 2$.

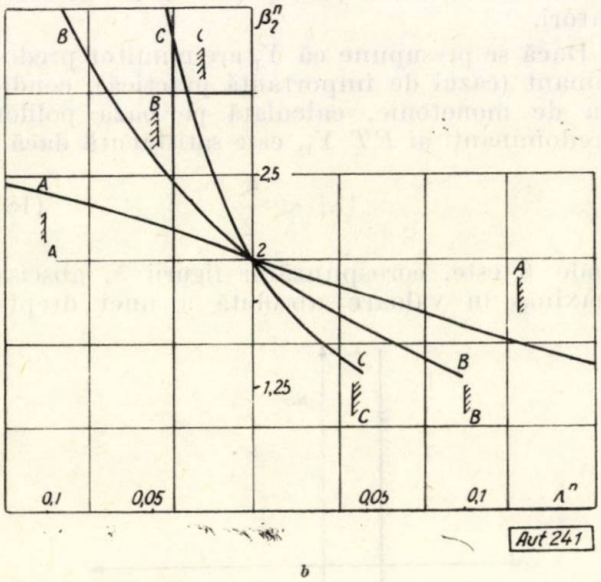
Relaţia (19) corespunde şi cazului în care elementele invariante sînt cuprinse într-o buclă de reglare optimizată conform criteriului modulului sau ITAE (corespunzător ipotezei 2).

Ecuaţia diferenţială devine :

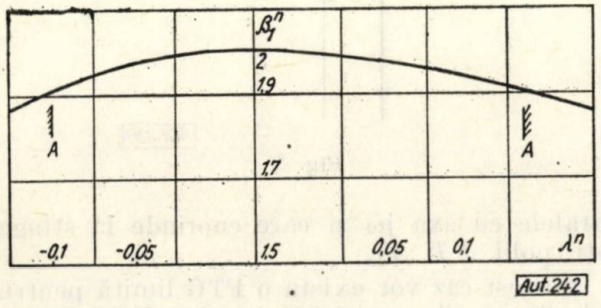
$$Y_g(j\omega, t) + A_1(j\omega, \lambda) \frac{\partial Y_g(j\omega,t)}{\partial t} + A_2(j\omega, \lambda) \frac{\partial^2 Y_g(j\omega, t)}{\partial t^2} = \frac{a_0 + a_1\lambda + j\omega a_1}{b_0 + b_1\lambda + 2b_2\lambda^2 + j\omega(b_1 + 2b_2\lambda) + (j\omega)^2 b_2} \qquad (20)$$



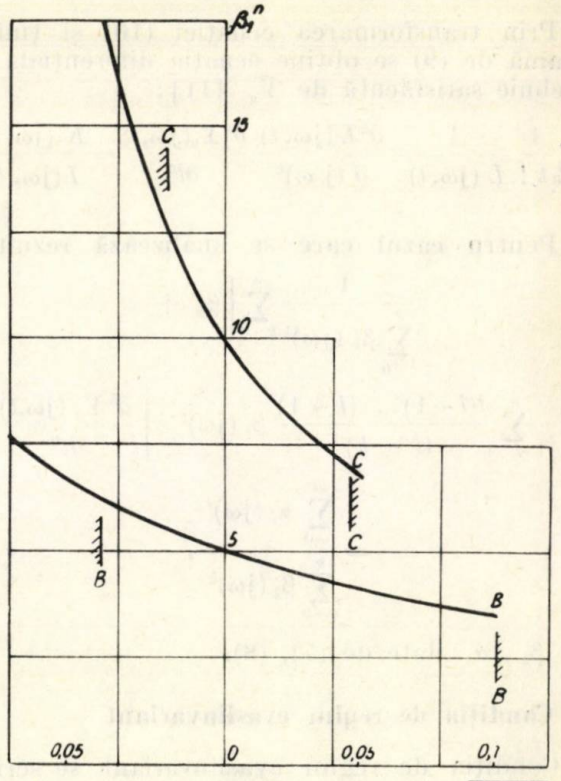
a



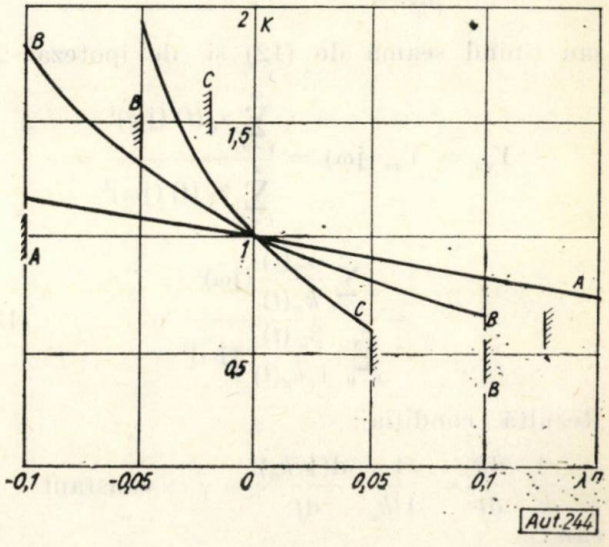
b



c



a



c

Fig. 6

cu :

$$A_1(j\omega, \lambda) = \frac{b_1 + 2b_2\lambda + j\omega 2b_2}{b_0 + b_1\lambda + 2b_2\lambda^2 + j\omega(b_1 + 2b_2\lambda) + (j\omega)^2 b_2},$$

$$A_2(j\omega, \lambda) = \frac{b_2}{b_0 + b_1\lambda + 2b_2\lambda^2 + j\omega(b_1 + 2b_2\lambda) + (j\omega)^2 b_2}.$$

Aproximaţiile succesive sînt date de :

$$Y_{g_1}(j\omega, t) = \frac{a_0 + a_1\lambda + j\omega a_1}{b_0 + b_1\lambda + 2b_2\lambda^2 + j\omega(b_1 + 2b_2\lambda) + (j\omega)^2 b_2}, \quad (21)$$

$$Y_{g_2} = Y_{g_1} - [A_1(j\omega, \lambda)p + A_2(j\omega, \lambda)p^2]\, Y_{g_1},$$

$$Y_{g_3} = Y_{g_1} - [A_1(j\omega, \lambda)p + A_2(j\omega, \lambda)p^2]\, Y_{g_2},$$

Evident, valabilitatea relaţiilor este limitată la valorile λ date de (18) şi de condiţia de convergenţă a seriei (21).

6. Calculul FTG pe un calculator numeric

S-au calculat FTG, în primele trei aproximaţii, pe un calculator IBM 360/30, prin normarea valorilor parametrilor după cum urmează :

$$\frac{a_0 \quad a_1 \quad b_0 \quad b_1 \quad b_2}{1 \quad \frac{\sigma}{4} \quad 1 \quad b_1 \quad 2\sigma^2},$$

pentru variantele : $A - b_1 = 2\sigma$ (criteriul ITAE sau al modulului),

$$B - b_1 = 5\sigma,$$

$$C - b_1 = 10\sigma. \quad (22)$$

S-a utilizat limbajul FORTRAN.

În figura 6, *a*, *b*, *c*, *d*, *e* se prezintă, în funcţie de λ^n, valorile coeficienţilor FTG din relaţia de primă aproximaţie :

$$Y_{g_1} = \frac{1 + \alpha_1 j\omega}{1 + \beta_1 j\omega + \beta_2 (j\omega)^2} K. \quad (23)$$

Valoarea normată $\lambda^n = \sigma\lambda$.

Limitele haşurate au rezultat din condiţia de convergenţă a seriei (21) şi sînt mai severe decît cele rezultate din (18).

Erorile maxime de modul şi fază, date de prima aproximaţie (23) a FTG la limitele haşurate, sînt sub 5% la varianta A şi 10% la variantele B şi C. În mijlocul intervalului, erorile sînt sub 1% la varianta A şi 3% la variantele B şi C.

7. Comparare cu rezultate obţinute pe calculatorul analogic.

Au fost modelate schemele din figurile 4 şi 3 pe un calculator analogic SOLARTRON şi s-au obţinut curbele răspunsurilor la semnal treaptă de intrare şi perturbaţie rampă din figura 7 şi, respectiv, 8. S-au considerat funcţiile Y_1 şi Y_2 de forma :

$$Y_1 = \frac{1 + a_1 j\omega}{1 + b_1 j\omega + b_2 (j\omega)^2}, \qquad Y_2 = \frac{k_2}{j\omega}.$$

Calculele numerice s-au efectuat considerînd $\sigma = 0{,}02$ s. S-au figurat comparativ puncte rezultate prin calcul pe baza curbelor din figura 6. Regulatorul Y_{g_1} s-a acordat

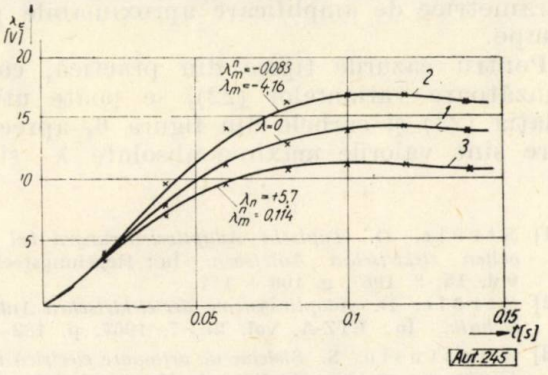


Fig. 7

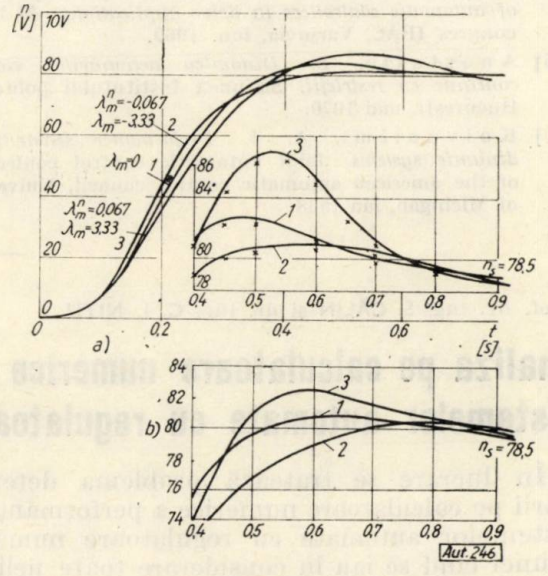


Fig. 8

conform optimului simetric, avînd comportare *PI* cu structură specială (regulator *I* cu circuit *PD* pe intrarea de la traductorul de reacţie). Figura 8, *b* arată răspunsul după reacordarea regulatorului pentru asigurarea unei aceleiaşi rezerve de cîştig pentru tot intervalul de variaţie a amplificării rezultat din figura 6.

În acest mod s-a redus supraurmărirea de la 5,6; 3,4; 11,1% la 2; 1,5; 4,3%.

Comparativ s-au prezentat în figura 9 răspunsurile unui sistem corespunzător variantei B (elementele autonome Y_1 nu sînt cuprinse într-o buclă optimizată). Se observă că răspunsurile sînt mult mai perturbate decît cele din figurile 7 — 8, deşi valorile β corespunzătoare sînt mai mici.

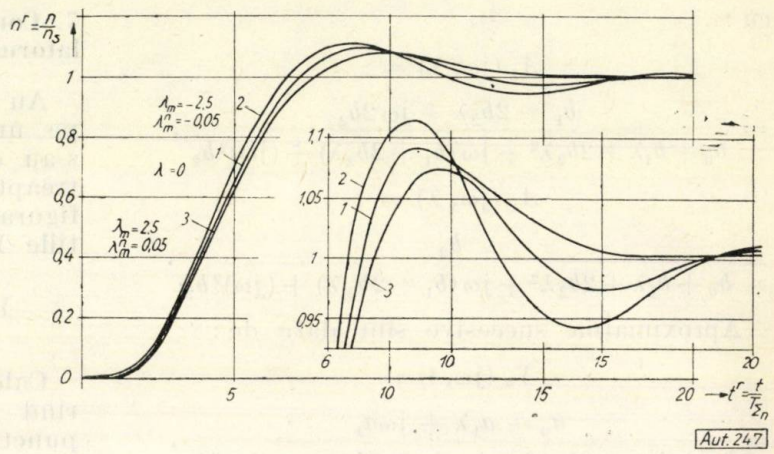


Fig. 9

8. Concluzii

Metoda prezentată permite estimarea comportării dinamice a sistemelor adaptive rapide supuse unor perturbaţii parametrice de amplificare aproximabile prin rampe.

Pentru cazurile tipice din practică, corespunzătoare variantelor (22), se poate utiliza relaţia (23) şi curbele din figura 6, apreciind care sînt valorile maxime absolute λ_+ şi λ_- ce pot apărea în timpul procesului tranzitoriu Deşi analiza s-a efectuat pentru procese din acţionările electrice, rezultatele pot fi aplicate şi proceselor industriale descrise prin funcţii de transfer similare, curbele fiind exprimate în valori relative.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ströle, D. *Typische Adaptivsteuerungen bei geregelten elektrischen Antrieben.* În: Regelungstechnik, vol. **15**, 3, 1967, p. 106 — 111.

[2] Ströle, D. *Adaptivsysteme der elektrischen Antriebstechnik.* În: ETZ-A, vol. **88**, 7, 1967, p. 182—185.

[3] Anastasiu, S. *Sisteme de acţionare electrică nestaţionare cu reglare adaptivă.* A II-a conferinţă naţională de electrotehnică, Bucureşti, sept. 1969.

[4] Speth, W. *Simple method for the rapid selfadaption of automatic controllers in drive applications.* Al IV-lea congres IFAC, Varşovia, iun. 1969.

[5] Anastasiu, S. *Dinamica acţionărilor electrice continue cu restricţii.* Sesiunea Institutului politehnic Bucureşti, mai 1970.

[6] Koivuniemi, A. I. *Performance sensivity of dinamic systems.* Joint automatic control conference of the american automatic control council, University of Michigan, iun 1968.

[7] Dasarathy, B. V., Srinivasan, P. *Study of a class of time dependent systems.* În: International journal of control, vol. **6**, oct. 1967.

[8] Dasarathy, B. V., Srinivasan, P. *On the response of time dependent systems, reducible to equivalent time invariant systems.* În: International journal of control, vol. **7**, mai 1968, p. 697—701.

[9] Venkatesh, Y. V. *Determination of pulse transfer function of time varying differential equations.* În: International journal of control, vol. **4**, iul 1966, p. 92—102.

[10] Venkatesh, Y. V., Deekshatulu, B. L. *A method of solving time varying differential equations.* In: International journal of control, vol. **3**, april 1966, p. 345—351.

[11] Gibson, J. *Nonlinear automatic control.* New York, Mc Graw-Hill, 1963.

[12] Elgerd, O. I. *Control systems theory.* New York, Mc Graw Hill, 1967.

Prof. dr. ing. S. CĂLIN şi dr. ing. C. I. NITU

Analiza pe calculatoare numerice a performanţelor sistemelor automate cu regulatoare numerice

În lucrare se tratează problema determinării pe calculatoare numerice a performanţelor sistemelor automate cu regulatoare numerice atunci cînd se iau în considerare toate neliniarităţile regulatorului. În acest scop trebuie avut în vedere că sistemele automate care conţin regulatoare numerice au următoarele particularităţi:

a) Din cauza procesului de măsurare a unor mărimi analogice, sistemul de reglare devine eşantionat. Astfel, la un regulator numeric, măsurarea erorii sau a mărimii de reacţie se face numai la anumite momente de timp, care de regulă coincid cu începutul perioadei.

b) Datorită modului de reprezentare al unor mărimi (sub formă numerică), în sistemul automat are loc operaţia de cuantificare. Prin cuantificare se înţelege procesul de comparaţie a unei mărimi continue cu un număr format din unităţi cu o anumită pondere. Operaţia de cuantificare introduce în sistemul automat un zgomot de cuantificare.

c) Într-un regulator numeric, pentru obţinerea sub formă numerică a mărimii de comandă se efectuează o serie de operaţii de calcul.

Deoarece orice regulator numeric este alcătuit din elemente de calcul care au o capacitate determinată, mărimile care rezultă în urma operaţiilor de calcul, iar uneori şi mărimile care sînt utilizate în calcule, sînt rotunjite. Datorită operaţiei de rotunjire, în sistemul automat se introduce un zgomot de rotunjire.

d) În cazul regulatoarelor numerice, pentru obţinerea mărimii de comandă se foloseşte un anumit algoritm de prelucrare a informaţiei. De exemplu, pentru efectuarea operaţiei de multiplicare cu un număr subunitar se foloseşte o anumită schemă.

Aşa cum rezultă din anexa B, operaţia de multiplicare introduce în sistem un zgomot din cauza algoritmului adoptat. Zgomotul, introdus într-un sistem automat, datorită algoritmului de realizare a unor operaţii de calcul, după părerea autorilor, nu s-a luat în considerare în nici o lucrare.

e) Mărimile care nu sînt cuantificate au o variaţie continuă în timp. În analiza pe calculatoare numerice, aceste mărimi trebuie să fie exprimate sub formă numerică, avînd în vedere mai mulţi factori. Mărimile care se măsoară (de exemplu, mărimea de ieşire) se reprezintă sub forma unui număr, avînd în vedere precizia traductorului. Mărimile care nu sînt măsurabile (de exemplu mărimile intermediare introduse din motive de calcul) se reprezintă sub forma unui număr cu precizia maximă admisă de calculatorul utilizat.

f) Toate regulatoarele numerice au restricţii asupra valorii maxime a mărimii de comandă, întrucît mărimea de comandă este un număr şi pentru memorarea acestuia se folosesc numărătoare de o anumită capacitate.

Rezultă astfel că, la sistemele automate care conţin regulatoare numerice, măsurarea unor mărimi se face numai la anumite momente de timp, iar rezultatul măsurării se reprezintă sub formă numerică. De exemplu, dacă o mărime continuă X se aplică la intrarea regulatorului numeric, atunci în urma procesului de cuantificare se obţine o mărime pe care o notăm cu X_q Pentru a ilustra particularităţile menţionate, în figura 1 se reprezintă variaţia celor două mărimi. Între aceste mărimi există relaţia :

$$X_q = X + \zeta, \qquad (1)$$

unde prin ζ s-a notat zgomotul de cuantificare. Pentru a lucra cu mărimi nedimensionale, relaţia (1) se împarte cu mărimea q a pragului de cuantificare, obţinîndu-se :

$$\overline{X}_q = \overline{X} + \overline{\zeta},$$

unde s-a notat :

$$\overline{X}_q = \frac{X_q}{q}; \quad \overline{X} = \frac{X}{q}; \quad \overline{\zeta} = \frac{\zeta}{q}.$$

Datorită principiului de efectuare a operaţiei de cuantificare, zgomotul de cuantificare are amplitudinea limitată :

$$|\overline{\zeta}| \leqslant 0{,}5.$$

În mod identic şi zgomotul de rotunjire are o amplitudine limitată. Într-adevăr, valoarea maximă a zgomotului de rotunjire nu poate depăşi jumătate din rangul cel mai mic al

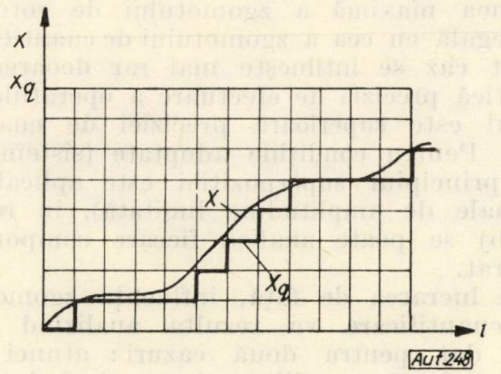


Fig. 1

mărimilor reprezentate sub formă numerică. Considerînd sistemul liniar (cazul cînd valoarea pragului q este neglijabilă), eroarea datorită zgomotelor se poate calcula după principiul superpoziţiei. Astfel, cunoscînd eroarea $\overline{\varepsilon}_1$, datorită zgomotului de cuantificare, şi $\overline{\varepsilon}_2$, datorită zgomotului de rotunjire, atunci eroarea $\overline{\varepsilon}_q$, datorită zgomotelor din sistem, va satisface inegalitatea :

$$|\overline{\varepsilon}_q| \leqslant |\overline{\varepsilon}_1| + |\overline{\varepsilon}_2|.$$

Pentru studiul zgomotelor de cuantificare sau rotunjire se cunosc două metode : metoda statistică şi metoda aprecierii valorii maxime.

Metoda statistică se foloseşte de obicei la sistemele de urmărire unde intrarea fiind un semnal aleatoriu, rezultă că şi ieşirea este un semnal aleatoriu. Deşi metodele statistice permit determinarea valorii medii a erorii, ele au dezavantajul că nu oferă date privind valoarea maximă a erorii, ceea ce pentru unele sisteme este deosebit de important.

Metoda aprecierii erorii maxime se bazează pe ipoteza că sistemul analizat este stabil şi deci, pentru un semnal de intrare cu amplitudine limitată, la ieşire va fi tot un semnal de amplitudine limitată. Considerînd că pentru sistemul analizat se poate aplica principiul superpoziţiei, transformata Z modificată a erorii va fi :

$$\varepsilon_q(Z,m) = Y_1(Z,m)\cdot\overline{\zeta}_1(Z) + Y_2(Z,m)\cdot\overline{\zeta}_2(Z), \quad (1,a)$$

unde prin $Y_i(Z, m)$ s-a notat funcţia de transfer între eroare şi semnalul ζ_i. Prin $\overline{\zeta}_1(Z)$ şi $\overline{\zeta}_2(Z)$ s-au notat transformatele Z ale semnalelor analizate. Deoarece dorim să determinăm eroarea maximă posibilă, luînd transformata

Z inversă şi înlocuind valorile maxime ale zgomotelor, din (1, a) se obţine :

$$\sup |\varepsilon_q[m]| = 0{,}5 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \cdot Y_1(n,m] + \\ + 0{,}5 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} Y_2[n,\ m]. \qquad (1,\ b)$$

În relaţia (1, b) s-a considerat că amplitudinea maximă a zgomotului de rotunjire este egală cu cea a zgomotului de cuantificare. Acest caz se întîlneşte mai rar deoarece în practică precizia de efectuare a operaţiilor de calcul este superioară preciziei de cuantificare. Pentru condiţiile adoptate (sistem stabil, principiul superpoziţiei este aplicabil şi semnale de amplitudine limitată), în relaţia (1, b) se poate analiza fiecare componentă separat.

În lucrarea de faţă, influenţa zgomotului de cuantificare va rezulta analizînd sistemul dat pentru două cazuri : atunci cînd zgomotele sînt neglijate şi atunci cînd se iau în considerare. Deoarece regulatoarele numerice utilizate nu folosesc legi complexe de reglare, în sistem nu se introduce un zgomot de rotunjire.

Dacă valoarea pragului de cuantificare este unu, atunci pentru o mărime continuă X, mărimea cuantificată se calculează prin relaţia :

$$X_q = F(X + 0{,}5), \qquad (2)$$

unde prin F s-a notat o funcţie care exprimă faptul că din argumentul acesteia se ia valoarea întreagă. În cazul cînd se doreşte să se analizeze influenţa valorii pragului q de cuantificare asupra performanţelor sistemului automat, atunci mărimea cuantificată X_q se calculează prin relaţia :

$$X_q = F\left(\frac{X}{q} + \frac{q}{2}\right), \qquad (3)$$

dacă $q \geqslant 1$ şi prin relaţia :

$$X_q = F\left(\frac{X}{q} + \frac{q}{2} \cdot 10^r\right), \qquad (4)$$

dacă $q < 1$. În relaţia (4) prin r s-a notat acea putere a lui 10 pentru care mărimea $q \cdot 10^r$. devine supraunitară. Schema bloc a unui sistem automat cu regulator numeric este prezentată în figura 2, unde prin E_x s-a notat

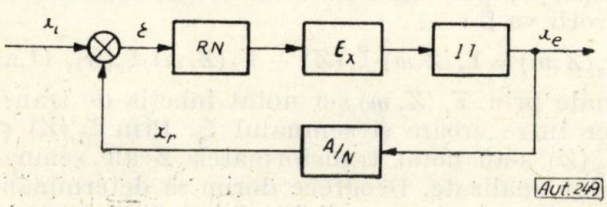


Fig. 2

extrapolatorul de ordin zero, prin RN regulatorul numeric, prin IT instalaţia automatizată (inclusiv elementul de execuţie), iar A/N este convertorul.

Pentru analiza pe calculatoare numerice a performanţelor unui astfel de sistem automat se folosesc trei grupe de metode :

1. metode bazate pe utilizarea transformatei Z;

2. metode bazate pe descrierea sistemului automat prin ecuaţii în diferenţe finite ;

3. metode bazate pe utilizarea teoriei spaţiului stărilor.

După o scurtă prezentare a acestor metode, alegîndu-se ultima metodă, se vor prezenta rezultatele experimentale obţinute în studiul unui sistem automat care conţine un regulator numeric.

1. Metodele bazate pe utilizarea transformatei Z au la bază funcţia de transfer a părţii fixe :

$$Y_f(Z) = \mathfrak{Z}[Y_{EX}(s) \cdot Y_{IT}(s)] = \mathfrak{Z}\left[\frac{1 - e^{-Ts}}{s} \cdot Y_{IT}(s)\right]$$

şi a regulatorului numeric, care în cazul legii de reglare PID (v. anexa A) are forma :

$$Y_R(Z) = \frac{C_1 + C_2 \cdot Z^{-1} + C_3 \cdot Z^{-2}}{1 - Z^{-1}}.$$

În acest caz, funcţia de transfer a sistemului deschis este :

$$Y(Z) = Y_R(Z) \cdot Y_f(Z) = \frac{P(Z)}{Q(Z)} = \\ = \frac{\sum_{i=0}^{N} a_i \cdot Z^{-i}}{\sum_{j=0}^{M} d^j \cdot Z^{-j}}$$

unde $P(Z)$ şi $Q(Z)$ sînt polinoame în Z. Funcţia de transfer a sistemului închis, avînd în vedere eşantionnarea mărimilor respective, este de forma :

$$\frac{X_e(Z)}{X_i(Z)} = \frac{Y(Z)}{1 + Y(Z)} = \frac{\sum_{i=0}^{N} a_i \cdot Z^{-i}}{\sum_{j=0}^{M} b_j \cdot Z^{-j}}. \qquad (5)$$

Cunoscînd coeficienţii a_i, b_j şi expresia lui $X_i(Z)$ se pune problema determinării procesului tranzitoriu, adică a valorilor mărimii $X_e\ [nT]$ pentru un număr suficient de mare de perioade. Pentru rezolvarea acestei probleme pe un calculator numeric se pot folosi trei metode : programarea directă, programarea în cascadă şi programarea în paralel. De exem-

plu, în cazul programării directe, din relaţia (5) se obţine:

$$b_0 \cdot X_e[nT] + \sum_{j=1}^{M} b_j \cdot X_e[(n-f)\,T] = \sum_{i=0}^{N} a_i \cdot X_i[(n-i)\,T], \quad (6)$$

de unde rezultă:

$$X_e[nT] = \frac{1}{b_0}\sum_{i=0}^{N} a_i \cdot X_i[(n-i)\,T] - \frac{1}{b_0}\sum_{j=1}^{M} b_j \cdot X_e[(n-j)\,T]. \quad (7)$$

După cum reiese din această relaţie, prin programarea directă, calculul mărimii de ieşire se efectuează prin programarea operaţiilor prevăzute în relaţia (6).

Din analiza metodelor bazate pe utilizarea transformatei Z rezultă că nu se pot lua în considerare toate particularităţile menţionate la începutul lucrării.

2. Metodele bazate pe descrierea sistemului automat prin ecuaţii în diferenţe finite sînt prezentate în lucrările [4 — 5]. Una dintre cele mai răspîndite metode pentru obţinerea ecuaţiei în diferenţe finite constă în utilizarea transformatei Z. În acest scop, ştiind funcţia de transfer a părţii continue, se calculează $Y_f(Z)$ şi $Y(Z)$. Cunoscînd funcţia de transfer $Y(Z)$, din relaţia (5) se obţine ecuaţia în diferenţe finite (6). În perioada 1960 — 1971 au fost elaborate mai multe lucrări în care, pentru analiza sistemelor eşantionate, se folosesc ecuaţii în diferenţe finite [5]. Pentru analiza pe calculatoare numerice a sistemelor automate cu regulatoare numerice, prin metoda ecuaţiilor în diferenţe finite, este relativ dificil să se ia în considerare toate particularităţile menţionate la începutul lucrării.

Prin urmare, prin metodele bazate pe utilizarea transformaţiei Z şi a ecuaţiilor în diferenţe finite nu se pot lua în considerare toate particularităţile sistemelor automate cu regulatoare numerice. Din acest motiv, pentru studiul diferitelor sisteme cu regulatoare numerice s-a ales metoda spaţiului stărilor.

3. Metodele de analiză a sistemelor automate bazate pe utilizarea spaţiului stărilor au fost elaborate mai recent. În cazul sistemelor automate cu regulatoare numerice, analiza performanţelor prin utilizarea spaţiului stărilor are unele deosebiri datorite particularităţilor menţionate.

Prin metoda spaţiului stărilor, desenînd de exemplu schema de modelare pe calculatoare analogice, se alege vectorul de stare:

$$V[nT] = (X_{e1}[nT], X_{e2}[nT], \ldots, X_{eM}[nT], X_c[nT])^*,$$

unde M este ordinul funcţiei de transfer $Y_{IT}(s)$, X_{ei} — variabilele de stare, $X_c[nT]$ — mărimea de comandă care se calculează la începutul fiecărui tact, iar * — vectorul coloană. Ecuaţia extrapolatorului este mai uşor să se ia în considerare dacă se impune condiţia:

$$X_c[nT + t] = X_c[nT]$$

pentru $0 \leqslant t < T$.

Conform teoriei spaţiului stărilor există relaţia [6]:

$$V[(n+1)\,T] = A \cdot V^+[nT], \quad (8)$$

unde $V^+[nT]$ este valoarea vectorului de stare după momentul de eşantionare, iar A — matricea de tranziţie. Ecuaţia (8) este echivalentă cu M ecuaţii de stare de forma:

$$X_{e1}[(n+1)T] = a_{1i} \cdot X_{e_i}[nT] + \ldots, + a_{1,M} \cdot X_{eM}[nT] + a_{1M+1} \cdot X_e[nT], \quad (9)$$

unde coeficienţii a_{1i} sînt nişte constante. Deoarece calculele se fac pas cu pas, este uşor să se ia în considerare particularităţile sistemelor analizate.

În concluzie, metoda spaţiului stărilor oferă unele avantaje în analiza sistemelor automate cu regulatoare numerice pe calculatoare numerice. Ca exemplu se consideră un obiect automatizat la care funcţia de transfer a părţii fixe (inclusiv elementul de execuţie) are forma:

$$Y_f(s) = \frac{K_f}{1 + s \cdot T_f}.$$

Pentru această funcţie de transfer s-a ales un regulator numeric proporţional integral. Mărimea de comandă (sub formă numerică) se converteşte într-o durată de timp în care elementul de execuţie este acţionat [7]. Astfel este cunoscută relaţia [1]:

$$X_c[nT + t] = K_1 \cdot \varepsilon[nT] + K_2 \cdot \sum_{i=0}^{n} \varepsilon[iT] \quad (10)$$

pentru $nT < t < [(n+1)\,T]$.

Durata t_n a impulsului de comandă a elementului de execuţie în tactul n este [7]:

$$t_n = K \cdot X_c[nT],$$

unde K este o constantă de proporţionalitate. Pentru determinarea procesului tranzitoriu, folosind teoria spaţiului stărilor, se desenează schema de modelare pe calculatoare analogice a funcţiei de transfer a părţii fixe (fig. 3).

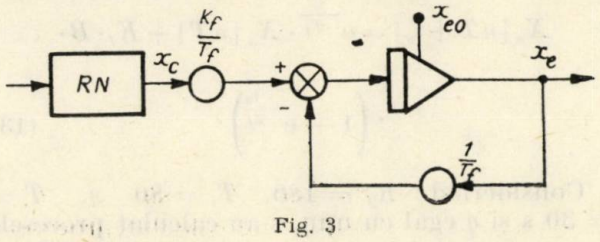


Fig. 3

Alegem vectorul de stare definit sub forma:

$$V[nT] = (X_e[nT],\ X_c[nT])^*.$$

Utilizînd schema din figura 3, se determină coeficienţii matricei de tranziţie:

$$a_{11} = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{1}{s}\,\frac{s}{s+\frac{1}{T_f}}\right] = e^{-\frac{t}{T_f}},$$

$$a_{12} = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{1}{s}\cdot\frac{K_f}{1+s\cdot T_f}\right] = K_f\cdot\left(1-e^{-\frac{t}{T_f}}\right)\cdot$$

$$a_{21} = 0;\quad a_{22} = 1.$$

Deoarece amplitudinea B a semnalului transmis elementului de execuţie nu depinde de mărimea numerică $X_c\ [nT]$, coeficientul a_{12} trebuie luat sub forma:

$$a_{12} = \frac{1}{X_c[nT]}\cdot K_f\cdot\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)\cdot$$

Avînd în vedere valorile coeficienţilor matricei de tranziţie, pentru intervalul de timp $(nT;\ nT+t_n)$ se obţin ecuaţiile de stare:

$$X_e[nT+t] = e^{-\frac{t}{T_f}}\cdot X_e[nT] + K_f\cdot B\cdot\left(1-e^{-\frac{t}{T_f}}\right) \tag{11,a}$$

$$X_c[nT+t] = X_c[nT]. \tag{11,b}$$

Pentru intervalul de timp $nT+t_n \leqslant t < (n+1)\,T$ ecuaţiile de stare sînt:

$$X_e[nT+t] = e^{-\frac{t-t_n}{T_f}}\cdot X_e[nT+t_n];$$

$$X_c[nT+t] = 0. \tag{12}$$

În cazul acestui exemplu s-a considerat că mărimea prescrisă se fixează sub formă numerică. Ca urmare, mărimea de ieşire trebuie convertită într-un număr cu ajutorul unui convertor analog-numeric. Notînd cu $X_r\ [nT]$ valoarea numerică a mărimii de ieşire, din relaţia (2) rezultă:

$$X_r[nT] = F\left[\frac{X_e[nT]}{q}+\frac{q}{2}\right]\cdot$$

În acest caz, ecuaţiile de stare (12) rămîn valabile, iar ecuaţia de stare (11, a) devine (pentru $t = t_n$):

$$X_e[nT+t_n] = e^{-\frac{t_n}{T_f}}\cdot X_r[nT] + K_f\cdot B\cdot$$

$$\cdot\left(1-e^{-\frac{t_n}{T_f}}\right)\cdot \tag{13}$$

Considerînd $K_f = 180$, $T_f = 80$ s, $T = 30$ s şi q egal cu unu, s-au calculat procesele tranzitorii în cazul aplicării unei trepte $X_i = 100$. Pentru mărimea numerică $X_c\ [nT]$ s-a luat valoarea maximă 200. Pentru parametrii regulatorului s-au ales valorile $K_1 = 0{,}3$, $K_2 = 0{,}70$, $K = 0{,}1$ şi $B = 1$. La începutul fiecărui tact, calculul mărimii de comandă după relaţia (10) se efectuează avînd în vedere algoritmul adoptat în construcţia elementelor de multiplicare. Pentru exemplul analizat s-a ales algoritmul prezentat în figura 5, *c*, utilizîndu-se relaţia (15) din anexa B.

Procesele tranzitorii, în cazul aplicării unui semnal treaptă la intrarea sistemului automat, s-au calculat conform cu organigrama prezentată în figura 4. În tabela 1 sînt prezentate

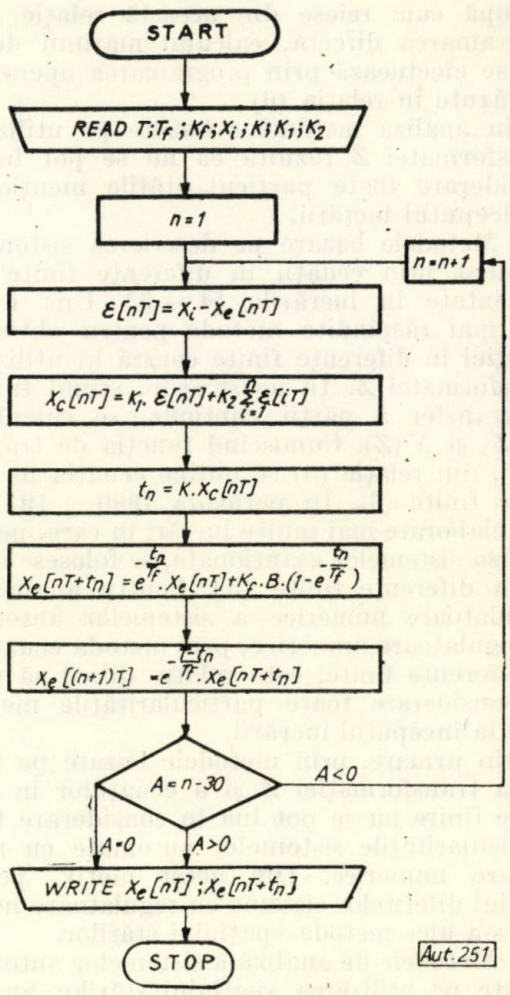


Fig. 4

valorile mărimilor caracteristice pentru cazul cînd zgomotul, datorit algoritmului de multiplicare, nu se ia în considerare (notat cu litera A) şi pentru cazul cînd zgomotul menţionat se ia în considerare (notat cu B). În exemplul analizat, pentru pragul de cuantificare s-a ales valoarea $q = 1$, iar pentru algoritmul de multiplicare s-a considerat metoda prezentată în figura 5, *c*.

Tabela 1

n	$X_e(nT)$		$X_e(nT+t_n)$	
	A	B	A	B
0	0	0	17,12	16,80
1	14	14	37,97	37,83
2	33	33	59,3	59,28
3	54	53	79,19	78,38
4	73	73	95,51	95,49
5	90	90	109,07	108,99
6	103	102	118,95	118,27
7	111	111	124,74	124,79
8	115	116	127,33	128,17
9	116	117	127,54	128,31
10	115	116	126,17	126,96
. . . . .	. . . .	. . . .	. . . . .	. . . .
29	100	100	113,12	113,17
30	100	100	113,12	113,17

În concluzie, prin metodica prezentată în lucrare se pot studia mai multe variante constructive ale regulatorului numeric şi ale convertorului analog-numeric şi, în funcţie de performanţele impuse, se pot alege valoarea pragului de cuantificare şi algoritmele pentru elementele componente, ca de exemplu pentru elementul de multiplicare.

ANEXA A

Determinarea funcţiei de transfer a regulatoarelor numerice

Pentru determinarea funcţiei de transfer a regulatoarelor numerice se găseşte transformata Z a răspunsului regulatorului pentru un semnal tip la intrare. Considerăm că extrapolatorul este inclus în funcţia de transfer a părţii fixe. Pentru un semnal $X\,[iT]$ aplicat la intrarea regulatorului, conform definiţiei, la ieşirea regulatorului PID se obţine semnalul :

$$X_c\,[nT] = K_1 \cdot X\,[nT] + K_3\{X\,[nT] - X[(n-1)T]\} + \\ + K_2 \cdot \sum_{i=0}^{n} X[iT].$$

Dacă la această relaţie se aplică transformata Z după gruparea termenilor componentei integrale se obţine :

$$Y_R(Z) = \frac{C_1 + C_2 \cdot Z^1 + C_3 \cdot Z^{-2}}{1 - Z^{-1}}, \qquad (14)$$

unde s-a notat :

$$C_1 = K_1 + K_2 + K_3,$$

$$C_2 = -(K_1 + 2 \cdot K_2),$$

$$C_3 = K_2.$$

Pentru a obţine funcţia de transfer a unui regulator cu un număr mai mic de componente se anulează coeficienţii corespunzători. De exemplu, pentru regulatorul numeric proporţional-derivativ se obţine funcţia de transfer :

$$Y_R(Z) = K_1 + K_2 \cdot (1 - z^{-1}) = e_1 + e_2 \cdot Z^{-1},$$

iar pentru regulatorul numeric proporţional integral :

$$Y_R(Z) = K_1 + \frac{K_3}{1 - Z^{-1}} = \frac{d_1 + d_2 \cdot Z^{-1}}{1 - Z^{-1}},$$

unde prin d_1, d_2, e_1 şi e_2 s-au notat nişte constante care rezultă din gruparea termenilor.

ANEXA B

Zgomotul datorit algoritmului de realizare a operaţiei de multiplicare

Aşa cum rezultă din exemplul analizat, pentru coeficientul de acordare K_1 s-a luat valoarea 0,3. Pe baza acestui exemplu vom analiza ce erori se introduc în sistem din cauza operaţiei de multiplicare. În figura 5 sînt prezentate trei algoritme pentru realizarea operaţiei de multiplicare a erorii cu 0,3.

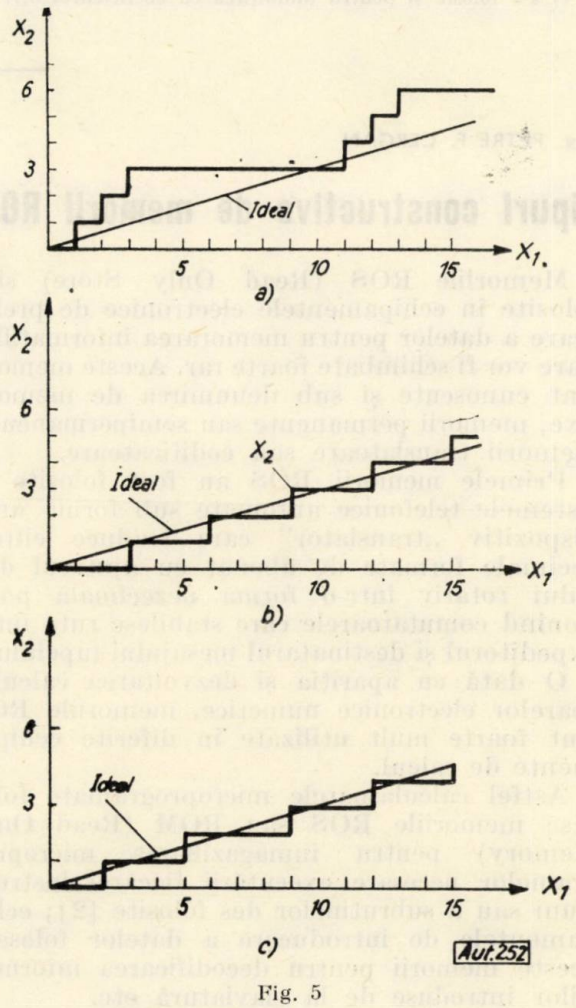


Fig. 5

Conform primului algoritm (fig. 5, *a*), la fiecare 10 impulsuri ale mărimii X_1 se transmit trei impulsuri la ieşirea elementului de multiplicare. Notînd cu X_2 rezultatul multiplicării, reiese că în acest caz, pentru diferite valori ale semnalului X_1, se introduc diferite erori (zgomote).

Al doilea algoritm pentru realizarea operaţiei de multiplicare (fig. 5, *b*), prevede ca, la fiecare trei impulsuri ale semnalului X_1, să se transmită la ieşirea elementului de multiplicare un impuls. În acest caz, erorile introduse din cauza algoritmului de realizare a operaţiei de multiplicare sînt mai mici şi distribuite uniform. În figura 5, *c* este prezentată o variantă a acestui algoritm [v. relaţia (16)]

Se constată că aceste algoritme de realizare a operaţiei de multiplicare introduc în sistem un zgomot. În analiza pe calcu-

latoare numerice a unui sistem automat cu un regulator numeric de construcţie cunoscută este necesar să se ia în considerare şi acest zgomot. Pentru aceasta, în fiecare tact, în funcţie de valoarea mărimii X_1 supuse multiplicării, după una din caracteristicile din figura 5, se determină rezultatul.

În cazul analizei pe calculator, caracteristica elementului de multiplicare trebuie formulată analitic. De exemplu, pentru caracteristica din figura 5, *b* se obţine :

$$X_2 = 3 \cdot F\left(\frac{X_1}{10}\right) + F\left\{\left[X_1 - 10 \cdot F\left(\frac{X_1}{10}\right)\right] \cdot \frac{1}{3}\right\}, \quad (15)$$

iar pentru caracteristica din figura 5, *c* :

$$X_2 = F(0{,}3X_1 + 0{,}5), \quad (16)$$

unde prin F s-a notat aceeaşi funcţie ca în relaţia (2). Calculul mărimii X_2, după relaţia (15), se poate programa relativ uşor pe calculatoare numerice. Acelaşi algoritm (fig. 5, *c*) s-a folosit şi pentru înmulţirea cu coeficientul 0,7.

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Regulatoare automate.* Calculul şi construcţia. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Călin, S. Nitu, C. *Regulatorul numeric proporţional RN-1.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1968, p. 7—11.

[3] Krug, E. K. *Ţifrovie reguliatori.* Moscova, Nauka, 1966.

[4] Ţîpkin, I. Z. *Teoria lineinîh impulsnîh sistem.* Moscova, 1962.

[5] Halanay, A. Teoria calitativă a ecuaţiilor diferenţiale. Bucureşti.

[6] Tou, J. *Modern control theory.* New York, Mc Graw Hill, 1965.

[7] Nitu, C. Un nou principiu de construire a regulatoarelor numerice pentru mai multe canale. În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1968, p. 274—279.

Ing. PETRE F. CERGAN

Tipuri constructive de memorii ROS

Memoriile ROS (Read Only Store) sînt folosite în echipamentele electronice de prelucrare a datelor pentru memorarea informaţiilor care vor fi schimbate foarte rar. Aceste memorii sînt cunoscute şi sub denumirea de memorii fixe, memorii permanente sau semipermanente, memorii translatoare sau codificatoare.

Primele memorii ROS au fost folosite în sistemele telefonice automate sub forma unui dispozitiv „translator" care traduce cifrele zecimale formate de abonat cu ajutorul discului rotativ într-o formă nezecimală poziţionînd comutatoarele care stabilesc ruta între expeditorul şi destinatarul mesajului (apelului).

O dată cu apariţia şi dezvoltarea calculatoarelor electronice numerice, memoriile ROS sînt foarte mult utilizate în diferite echipamente de calcul.

Astfel calculatoarele microprogramate folosesc memoriile ROS sau ROM (Read Only Memory) pentru înmagazinarea microprogramelor necesare executării fiecărei instrucţiuni sau a subrutinelor des folosite [2]; echipamentele de introducere a datelor folosesc aceste memorii pentru decodificarea informaţiilor introduse de la claviatură etc.

În principiu memoria ROS poate fi considerată o matrice cu dimensiunile NxM [2]. În mod normal numai una dintre cele N intrări (numite şi linii de adrese) poate fi activată, aceasta putînd acţiona una sau mai multe dintre cele M linii de ieşire (numite şi linii de informaţie) în funcţie de informaţia memorată. Tipul elementului de cuplare între liniile şi coloanele matricei determină tipul memoriei ROS.

În prezentul articol vor fi analizate modele constructive de memorii ROS care folosesc pentru cuplaj elemente inductive, capacitive, elemente semiconductoare discrete sau circuite integrate, elemente reprogramabile de tip OVONIC.

1. Memorii ROS cu cuplaj inductiv

Prima descriere a unei memorii ROS inductive a fost făcută de Kilburn şi Grimsdale în 1960 [1]. Firele izolate cu email sînt ţesute ca în figura 1, perechi succesive de fire formînd linii de adresă şi, respectiv, linii de informaţie. Feritele de cuplare sub formă de bastonaşe, cu diametrul de 1 mm şi lungimea de 6 mm, sînt aşezate acolo unde este necesară o cuplare între liniile de adresă şi cele de informaţie. În absenţa bastonaşelor de ferită, cuplarea este neglijabilă.

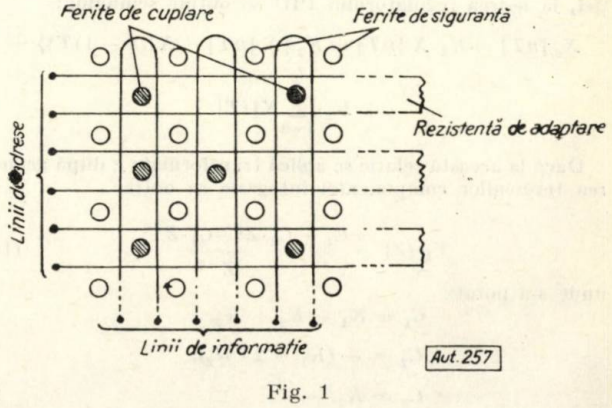


Fig. 1

În jurul feritelor de cuplare se aşează, aşa cum se arată în figura 1, feritele de siguranţă cu rolul de a produce o reluctanţă magnetică scăzută în calea de întoarcere a fluxului mag-

netic care trece prin feritele de cuplare. Pentru a citi un cuvînt, un impuls de curent cu amplitudinea de 50 mA este trecut prin linia de adresă corespunzătoare. Acesta induce o t.e.m. de aproximativ 3 mV în liniile de informaţie cuplate prin ferite. O astfel de memorie ROS a fost folosită la calculatorul ATLAS (Anglia) şi poate lucra cu un ciclu minim de 200 ns.

Un alt tip de memorie ROS cu cuplaj inductiv este prezentat în figura 2, cunoscut sub

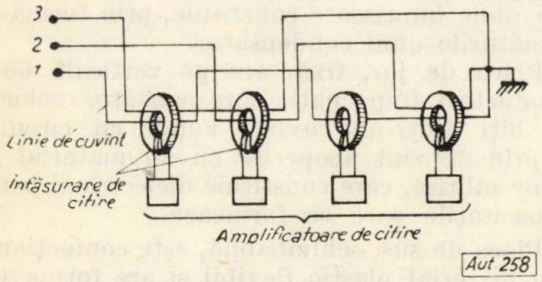


Fig. 2

numele de translatorul cu înfăşurări, construit de T. L. Dimond [1]. Există cîte un fir de adresă pentru fiecare cuvînt memorat şi un miez de transformator pentru fiecare bit. Firul de adresă trece prin sau pe lîngă un miez de ferită depinzînd de informaţia memorată, 1 sau 0.

În funcţie de forma miezului magnetic există o diversitate de realizări constructive.

Pe baza acestui principiu, IBM a construit pentru modelul IBM 360/40 o memorie ROS de capacitate 4 096 de cuvinte cu lungimea de 56 de biţi, care lucrează cu un ciclu de 0,625 μs [4]. Memoria ROS a calculatorului IBM 360/40, numită TROS (Transformator Read Only Store), este formată din 16 module, fiecare avînd 256 de cuvinte de 56 de biţi.

Fiecare modul are 56 de miezuri magnetice în formă de U care trec prin 128 de benzi, deci pe fiecare bandă sînt imprimate spirele corespunzătoare pentru două cuvinte. Figura 3

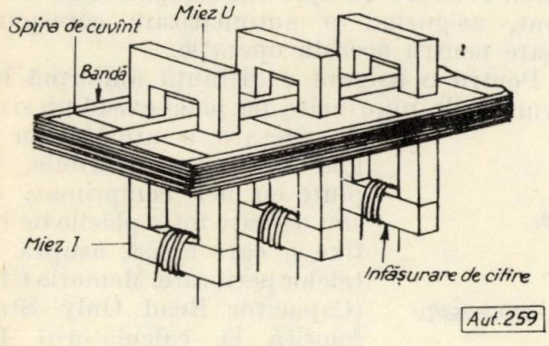


Fig. 3

prezintă modul de aşezare a miezurilor magnetice şi a benzilor cu circuitele imprimate. Miezurile magnetice sînt formate din două piese : una în formă de U pe care sînt aşezate spirele primare ale transformatorului (imprimate pe benzile de material plastic), iar cealaltă în formă de I care închide circuitul magnetic şi pe care este bobinat secundarul transformatorului folosit pentru citirea informaţiei.

Modul în care sînt dispuse spirele primare pe benzile de material plastic este arătat în figura 4.

După aşezarea perforaţiei în exteriorul sau interiorul miezului, spira înconjoară sau nu miezul magnetic şi deci induce sau nu o tensiune în spirele secundare.

Pentru reducerea capacităţii între conductorii imprimaţi pe benzi succesive există trei poziţii : A, B, C, pentru aşezarea conductorilor faţă de orificiile prin care trec miezurile (fig. 4). La formarea pachetului, benzile se aşează în succesiunea A, B, C, reducînd astfel capacitatea parazită.

Curentul trimis pentru citirea unui cuvînt este de 66 mA, iar înfăşurarea secundarului are 35 de spire. Timpul de acces al acestei memorii (incluzînd decodificarea adresei şi întîrzierea în amplificatoarele de citire) este de 240 ns.

Memoria TROS folosită de calculatorul IBM 360/40 este avantajată din multe puncte de

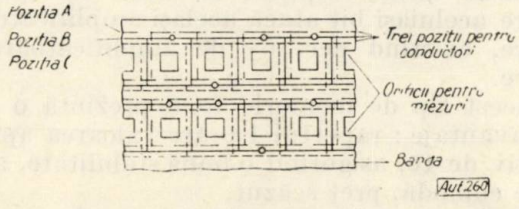


Fig. 4

vedere : este simplă şi ieftină de construit, asigură semnale de ieşire mari, fără a necesita curent de citire mare.

Un alt tip de memorie ROS cu cuplaj inductiv a fost realizat de Hewlett-Packard pentru calculatorul de birou HP 9100 A. Capacitatea memoriei este de 32 768 de biţi dispuşi în 512 cuvinte de 64 de biţi. Un cuvînt de 64 de biţi este constituit dintr-o linie de circuit imprimat, prevăzută cu creneluri orientate spre dreapta sau spre stînga ca în figura 5.

Fiecare crenel este cuplat inductiv cu o spiră de citire comună pentru toţi biţii de acelaşi rang, prin care semnalul este trimis la un amplificator de citire.

La fiecare grupă de opt linii de cuvînt se foloseşte o linie de referinţă avînd toate creneluri orientate spre dreapta ca în figura 5. La citirea unei linii de cuvînt, acelaşi impuls este simultan trimis în linia de cuvînt şi cea de referinţă. În funcţie de orientarea creneluri spre dreapta sau spre stînga, în spira de citire se induc semnale de polaritate opusă, care se însumează cu cele induse de impulsul ce trece prin linia de referinţă.

În cazul unui 1 logic, cele două creneluri au aceeaşi orientare, tensiunile induse se adună; pentru 0 logic, tensiunile induse se anulează.

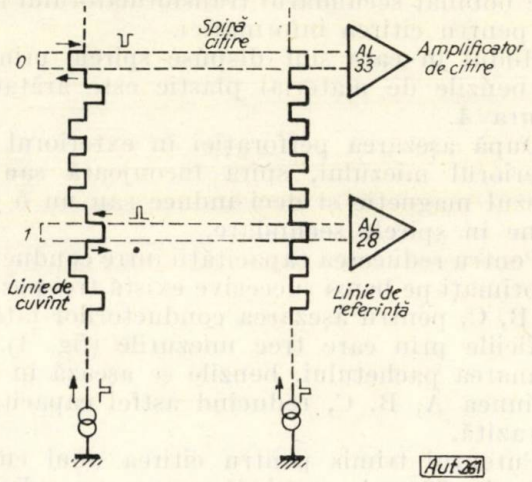


Fig. 5

Memoria se compune din opt straturi de circuite imprimate dublă faţă. Fiecare strat conţine pe o faţă 64 de linii de cuvînt plus liniile de referinţă, iar cealaltă faţă 64 de spire de citire corespunzătoare celor 64 de biţi dintr-un cuvînt. Spirele de citire corespunzătoare aceluiaşi bit atacă acelaşi amplificator de citire, existînd deci 64 de amplificatoare de citire.

Acest tip de memorie ROS prezintă o serie de avantaje: raportul 1/0 are valoarea aproximativ de 10, asigurînd o bună stabilitate, adresare comodă, preţ scăzut.

Memoriile ROS cu cuplaj inductiv au pînă acum cea mai largă utilizare, fiind folosite de mult timp. O dată cu apariţia sistemelor moderne de calcul care lucrează la viteze mari, se accentuează principalul dezavantaj al acestor memorii, limitarea ciclului minim de timp la 200 — 250 ns.

2. Memorii ROS cu cuplaj capacitiv

Ideea folosirii capacităţilor ca elemente de cuplare pentru memoriile ROS a fost pentru prima dată propusă de Gutenmacker în 1952, dar detaliile nu au fost publicate decît după 1958. Există o diversitate de modele constructive, care s-au perfecţionat în timp; dintre acestea nu se vor analiza decît două modele care sînt cele mai perfecţionate [3].

IBM foloseşte, pentru calculatorul IBM 360/30, o memorie ROS cu cuplaj capacitiv de 4 032 de cuvinte cu 60 de biţi [5]. Structura de bază constă în două seturi de conductori liniari, separaţi printr-un material dielectric. Forma acestor conductori este repezentată în figura 6. Prin suprapunerea celor două plăci, circuitele imprimate constituie, prin forma lor, armăturile unui condensator.

Placa de jos, fixă, are pe verticală 60 de conductori imprimaţi, corespunzător celor 60 de biţi dintr-un cuvînt. Feţele cu circuitele imprimate sînt acoperite cu un material izolator subţire, care constituie dielectricul pentru capacităţile care se formează.

Placa de sus, schimbabilă, este confecţionată din material plastic flexibil şi are forma unei cartele perforate obişnuite. Pe partea inferioară a acestei cartele flexibile sînt imprimate 12 linii de cuvînt orizontale, corespunzătoare celor 12 cuvinte de pe o cartelă.

Placa de jos pe care sînt imprimate liniile de bit este acoperită pe fiecare parte cu cîte patru cartele flexibile, deci capacitatea acestui ansamblu este de $2 \times 4 \times 12 = 96$ de cuvinte de 60 de biţi. Întreaga memorie cuprinde deci 42 de plăci de bază, acoperite fiecare de opt cartele imprimate, patru pe o faţă şi patru pe cealaltă faţă.

Pentru memorarea lui 1 logic există o capacitate de cuplare între linia de cuvînt şi linia de bit corespunzătoare, astfel că un impuls trimis la citire în linia de cuvînt trece prin capacitatea de cuplare şi este sesizat la ieşirea liniei de bit.

Cînd trebuie memorat 0 logic, capacitatea este înlăturată prin perforarea cartelei imprimate şi prin distrugerea unei armături metalice. Forma cartelelor imprimate permite perforarea acestora cu ajutorul echipamentului existent, asigurînd o automatizare corespunzătoare pentru această operaţie.

Pentru a asigura o distanţă uniformă între armăturile imprimate pe plăci există un sistem de presare a armăturilor format din pungi flexibile, umplute cu aer comprimat, care sînt aşezate între plăcile de bază fixe şi care apasă asupra cartelelor perforate. Memoria CROS (Capacitor Read Only Store), folosită la calculatorul IBM 360/30, are ciclul de timp de 0,75 μs. Semnalul de ieşire pentru 1 logic are 1,7 mV, la un curent de 140 μA. Raportul semnal 1/ semnal 0 pentru întreaga memorie este de aproximativ 2/1 [5].

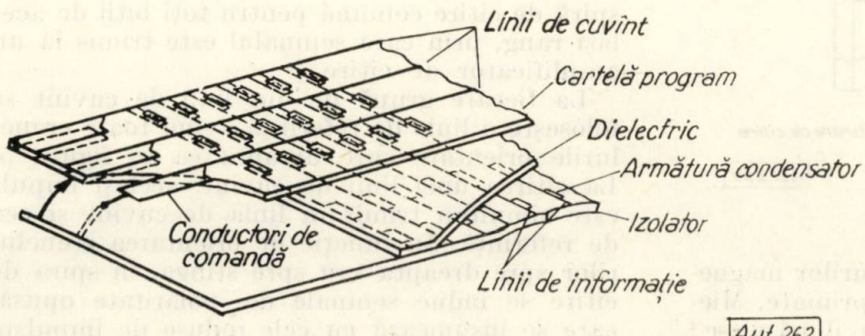


Fig. 6

Un alt model de memorie ROS cu cuplaj capacitiv a fost construit de IBM sub denumirea BCROS (Balanced Capacitor Read Only Storage). BCROS are capacitatea de 2 816 cuvinte cu lungimea 100 de biţi şi lucrează cu ciclul de 200 ns şi cu timpul de acces de 90 ns [6].

Amplificatorul diferenţial dă un impuls pozitiv pentru un bit memorat şi un impuls negativ pentru valoarea opusă, în funcţie de aşezarea etichetelor.

Memoria BCROS este folosită în calculatorul IBM 360, modelele 50, 65, şi 67 [3]. Tehno-

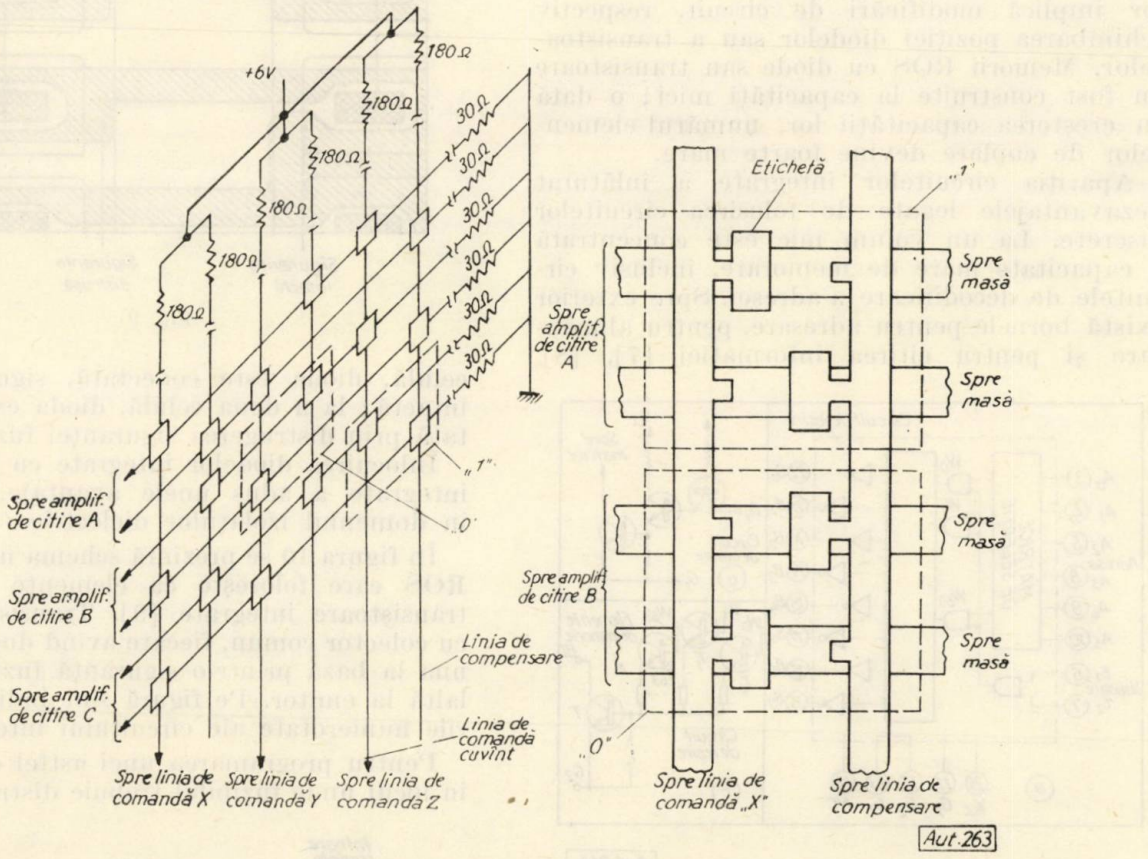


Fig. 7

Figura 7 arată forma circuitului imprimat pentru acest tip de memorie. Se observă că există un plan cu linii de adresă avînd cuplate de-a lungul liniilor mici „etichete" metalice imprimate şi linii de compensare cu „etichete" de compensare. În acest plan se găseşte cîte o armătură a capacităţilor.

Sub acest plan şi izolat de primul printr-un strat subţire de dielectric se află planul cu linii de informaţii aşezate perpendicular faţă de liniile de adresă şi, respectiv, de compensare. Liniile de informaţie formează a doua armătură a capacităţilor de cuplare. O pereche de linii de informaţie este trimisă spre intrările unui amplificator diferenţial.

În funcţie de aşezarea etichetelor pe liniile de informaţie şi, respectiv, pe liniile de compensare va fi memorat 0 sau 1 logic (fig. 7).

Fiecare bit este deci memorat prin capacitatea care se formează între linia de adresă, respectiv linia de compensare, şi o pereche de linii de informaţie.

logia de fabricaţie este pusă la punct prin automatizarea principalelor operaţii. Astfel pe calculatorul IBM 7090 se poate simula în prealabil funcţionarea microprogramelor, se pot codifica microinstrucţiunile în cuvinte din memoria ROS şi se pregătesc măştile pentru realizarea circuitelor imprimate. Sistemul de programe pentru proiectarea automată este cunoscut sub numele de CAS (Control Automatic System).

Dintre tipurile de memorii ROS prezentate pînă acum, BCROS realizează cele mai ridicate performanţe.

3. Memorii ROS cu elemente semiconductoare

O dată cu apariţia elementelor semiconductoare au apărut şi primele memorii ROS care folosesc ca elemente de cuplare diode sau transistoare.

La început, costul acestor memorii era destul de ridicat datorită costului elementelor semi-

conductoare, însă o dată cu îmbunătăţirea fabricaţiei, preţurile au devenit acceptabile.

Există o diversitate de modele constructive care folosesc ca elemente de cuplare diode sau transistoare.

Principalul dezavantaj al acestor memorii constă în faptul că schimbarea conţinutului lor implică modificări de circuit, respectiv schimbarea poziţiei diodelor sau a transistoarelor. Memorii ROS cu diode sau transistoare au fost construite la capacităţi mici; o dată cu creşterea capacităţii lor, numărul elementelor de cuplare devine foarte mare.

Apariţia circuitelor integrate a înlăturat dezavantajele legate de folosirea circuitelor discrete. La un volum mic este concentrată o capacitate mare de memorare, inclusiv circuitele de decodificare a adresei. Spre exterior există bornele pentru adresare, pentru alimentare şi pentru citirea informaţiei [7], [8].

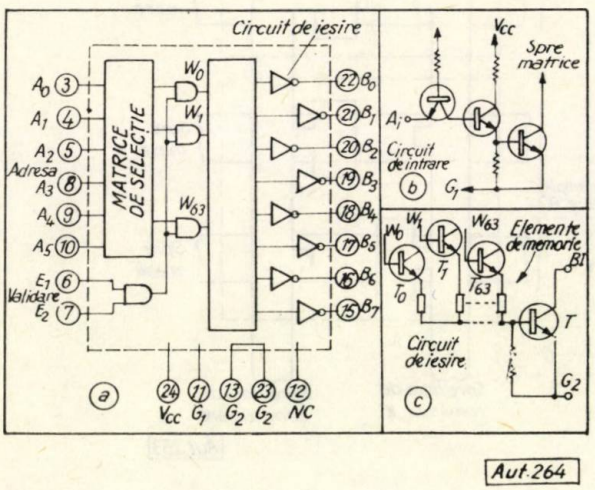


Fig. 8

Figura 8 prezintă modul de organizare al unei capsule de 512 biţi, împărţiţi în 64 de cuvinte cu cîte opt biţi fiecare. Se observă că la bornele 3 — 10 se aplică adresa A0-A5, bornele 6 şi 7 folosesc pentru semnale de comandă a citirii informaţiei, iar bornele 15—22 pentru citirea propriu-zisă.

Memoria este construită cu diode integrate, avînd conectată în serie o siguranţă fuzibilă care, la operaţia de programare a ROS, poate fi distrusă sau nu.

În figura 8, b se prezintă circuitul de intrare al matricei de selecţie, folosită pentru decodificarea adresei.

În repaus, toate transistoarele T0 — T63 sînt blocate (fig. 8, c). Cînd un transistor este „interogat", el devine conductor, deblocînd la rîndul său transistorul T, ieşirea Bi trecînd la 0.

Pentru programarea unei astfel de memorii ROS se aplică, la anumite intrări, impulsuri cu un nivel de tensiune care, prin curentul produs, distruge definitiv o anumită conexiune fuzibilă.

În figura 9 se prezintă două celule dintr-o memorie ROS cu diode integrate [8]. La prima

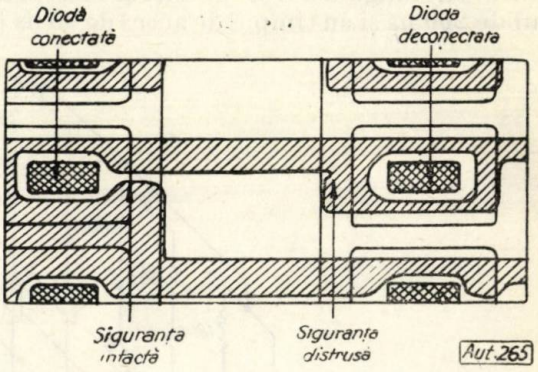


Fig. 9

celulă, dioda este conectată, siguranţa fiind intactă; la a doua celulă, dioda este deconectată prin distrugerea siguranţei fuzibile.

Înlocuirea diodelor integrate cu transistoare integrate a adus unele avantaje, în special în domeniul izolaţiilor dielectrice.

În figura 10 se prezintă schema unei memorii ROS care foloseşte ca elemente de cuplare transistoare integrate [9]. Transistoarele sînt cu colector comun, fiecare avînd două legături: una la bază printr-o siguranţă fuzibilă şi cealaltă la emitor. Pe figură sînt indicate şi ieşirile numerotate ale circuitului integrat.

Pentru programarea unei astfel de memorii, în locul unde fuzibilul trebuie distrus se aplică

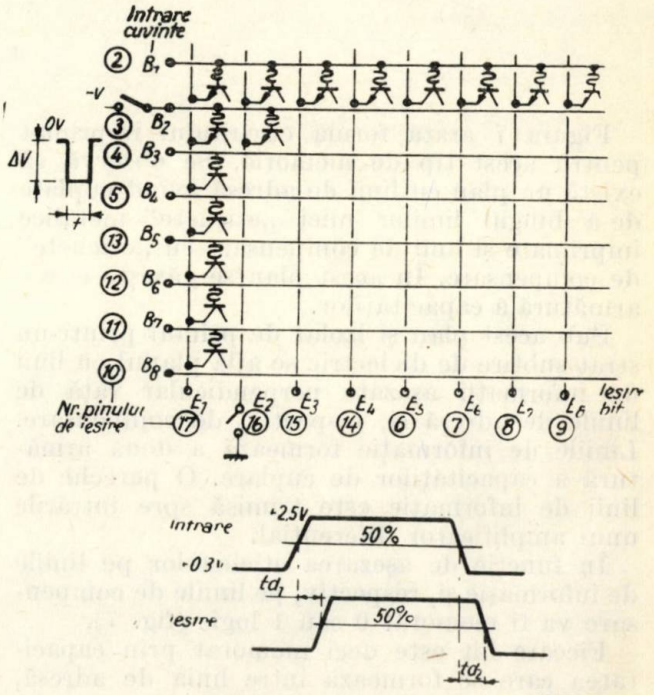


Fig. 10

un impuls negativ de o anumită durată şi cu o anumită amplitudine, ieşirea corespunzătoare fiind conectată la masă [9]. Valoarea curentului pentru care fuzibilul se distruge este aproximativ de 120 mA.

În figura 10 sînt indicate şi formele de undă pentru impulsul de intrare şi cel de ieşire, în cazul unei citiri normale transistorul fiind conectat.

Aceste tipuri de memorii ROS integrate au avantajul că pot fi programate de utilizator, dar prezintă dezavantajul că, o dată înscrisă, informaţia nu mai poate fi schimbată decît prin schimbarea circuitului integrat.

4. Memorii fixe reprogramabile

Un nou tip de memorie fixă, RMM (Read Mostly Memory), permite programarea sa prin înscrierea unei anumite informaţii, exploatarea sa ca memorie fixă permiţînd numai citirea, apoi reprogramarea prin înscrierea unor informaţii noi [10].

Cea mai importantă aplicaţie pentru o astfel de memorie este microprogramarea ca tehnică de comandă în calculatoarele numerice.

Astfel un programator poate să schimbe un cod de instrucţiune, să adauge instrucţiuni noi, fără să fie necesare modificări hardware, structura calculatorului devenind flexibilă.

Această importantă caracteristică a conceptului de microprogramare, enunţată acum aproape 20 de ani, nu a putut fi aplicată datorită costului ridicat al schimbării memoriei ROS.

Această structură se comportă ca o rezistenţă cu două valori stabile, raportul dintre aceste valori fiind de aproximativ 10^3. Valoarea rezistenţei poate fi stabilă, acţionînd asupra dispozitivului OVONIC.

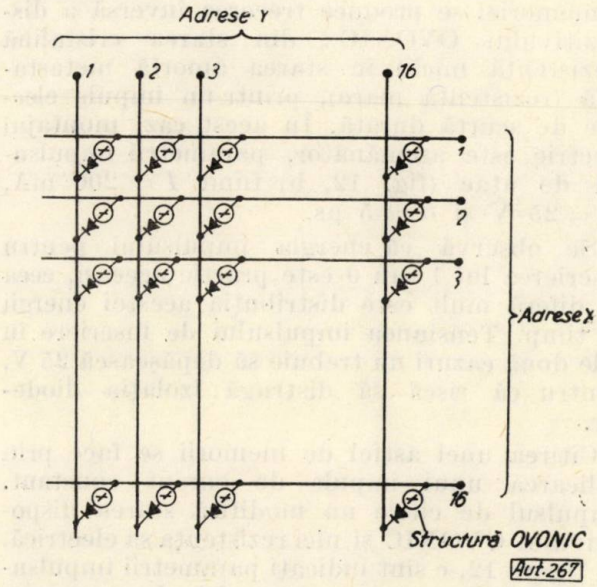


Fig. 11

În funcţie de valoarea căderii de tensiune, determinată de rezistenţa mică sau mare a dispozitivului OVONIC, în memorie este înscris 1 sau 0 logic.

În cazul operaţiei de (re) programare, pentru înscrierea lui 1 logic într-o celulă a memoriei

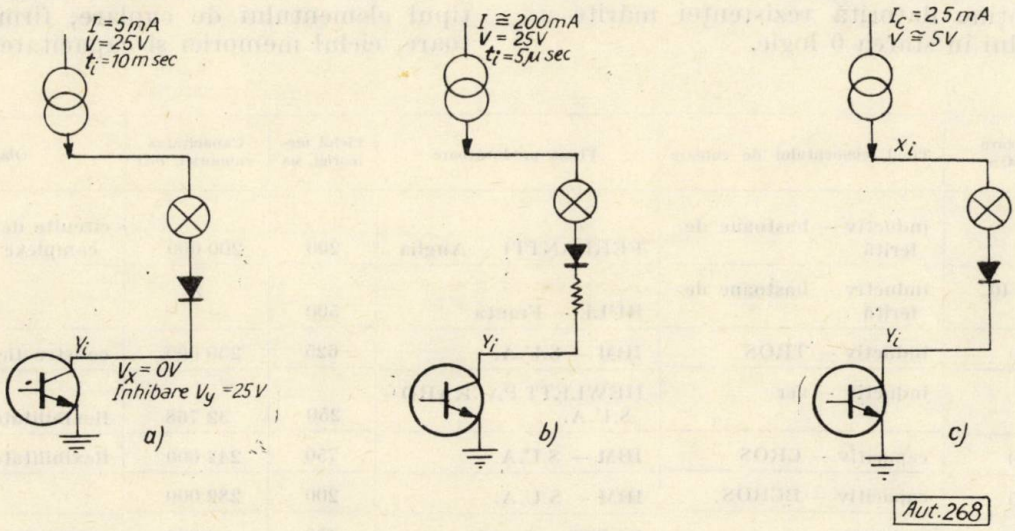


Fig. 12

Memoria prezentată mai jos are 256 de biţi, fiind construită sub forma unei matrice de 16 × 16 celule (fig. 11). Fiecare celulă constă într-un dispozitiv OVONIC şi, în serie cu acesta, o diodă semiconductoare.

Structura OVONIC constă într-un strat de material semiconductor în stare amorfă metastabilă, aşezat între doi electrozi de molibden. se produce trecerea dispozitivului OVONIC din starea amorfă metastabilă (rezistenţă mare) în starea cristalină (rezistenţă mică), prin efectul termic de durată al unui impuls de comandă.

Pentru aceasta, pe linia selectată X se aplică un impuls (fig. 12, a) avînd $I = 5$ mA, $V = 25$ V şi $ti = 10$ ms; linia selectată Y, conec-

tată la catodul celulei, va fi pusă la masă printr-un transistor saturat. Simultan, celelalte linii Y se conectează la 25 V (tensiunea de inhibare).

Pentru înscrierea lui 0 logic într-o celulă a memoriei se produce trecerea inversă a dispozitivului OVONIC : din starea cristalină (rezistenţă mică) în starea amorfă metastabilă (rezistenţă mare), printr-un impuls electric de scurtă durată. În acest caz, montajul electric este asemănător, parametrii impulsului de atac (fig. 12, b) fiind $I = 200$ mA, $V = 25$ V şi $ti = 5$ μs.

Se observă că energia impulsului pentru înscrierea lui 1 sau 0 este practic aceeaşi, ceea ce diferă mult este distribuţia acestei energii în timp. Tensiunea impulsului de înscriere în cele două cazuri nu trebuie să depăşească 25 V, pentru că riscă să distrugă izolaţia diodelor.

Citirea unei astfel de memorii se face prin aplicarea unui impuls de curent constant. Impulsul de citire nu modifică starea dispozitivului OVONIC şi nici rezistenţa sa electrică. În figura 12, c sînt indicaţi parametrii impulsului de citire pentru o astfel de memorie. Curentul de citire are valoarea fixă de 2,5 mA şi astfel este aplicat liniei selectate X.

Tensiunea de ieşire pentru citire va fi de aproximativ 1,5 V pentru 1 logic şi de 5 V pentru 0 logic. Tensiunea scăzută se obţine datorită rezistenţei scăzute a dispozitivului OVONIC în starea 1 logic, iar tensiunea ridicată se obţine datorită rezistenţei mărite a dispozitivului în starea 0 logic.

Timpul de citire al unei astfel de memorii depinde de tipul circuitelor folosite pentru citire şi are valoarea sub 100 ns.

Circuitele de comandă ale acestei memorii depind de sistemul particular în care ea este folosită. Astfel unele aplicaţii nu necesită circuite de punere pe 1 sau 0 înglobate în sistem, programarea fiind făcută de un aparat separat.

Avantajele oferite de acest tip de memorie fixă sînt deosebit de importante, domeniul de aplicaţie crescînd o dată cu punerea la punct a fabricaţiei de serie.

5. Concluzii

Din capitolele precedente rezultă că există o diversitate de soluţii pentru realizarea memoriilor ROS.

Elementele de cuplare între liniile de adrese şi liniile de informaţie pot fi liniare sau neliniare. Ca elemente liniare de cuplare se folosesc mult rezistenţele datorită avantajelor pe care le prezintă : simplitate, fiabilitate crescută, preţ redus. Principalul dezavantaj al acestor elemente de cuplare constă în existenţa căilor de curent parazite datorită faptului că pot fi parcurse de curent în ambele sensuri. O astfel de memorie ROS este folosită în calculatorul ELBIT-100, avînd capacitatea de 256 de cuvinte de 16 biţi, la care prin măsuri constructive au fost înlăturate efectele parazite.

În tabela 1 se prezintă comparativ diferite tipuri constructive de memorii ROS, indicînd calculatorul care utilizează memoria ROS, tipul elementului de cuplare, firma producătoare, ciclul memoriei şi capacitatea sa.

Tabela 1

Calculatorul care utilizează ROS	Tipul elementului de cuplare	Firma producătoare	Ciclul memoriei, ns	Capacitatea memoriei, biţi	Observaţii
ATLAS	inductiv — bastoane de ferită	FERRANTTI — Anglia	200	200 000	circuite de comandă complexe
BULL M—40	inductiv — bastoane de ferită	BULL — Franţa	500	—	
IBM 360/40	inductiv — TROS	IBM — S.U.A.	625	230 000	construcţie robustă
HP9100 A	inductiv — aer	HEWLETT PACKARD—S.U.A.	250	32 768	flexibilitate redusă
IBM 360/30	capacitiv — CROS	IBM — S.U.A.	750	242 000	flexibilitate bună
IBM 360/50	capacitiv — BCROS	IBM — S.U.A.	200	282 000	
ELBIT—100	rezistente	ELBIT — Israel	400	4 096	cost redus
MULTI—8	diode	INTERTECHNIQUE — Franţa	220	16 384	
ILIAC—IV	transistoare	S.U.A.	50	201 600	
—	diode integrate PROM	HARIS—ELECTRONIC S.U.A.	50	512	
—	dispozitive OVONIC	ECD — S.U.A.	50	256	flexibilitate foarte bună

Se observă că, o dată cu dezvoltarea calculatoarelor numerice, cu pătrunderea lor în majoritatea domeniilor de activitate, memoriile ROS se perfecţionează continuu.

Microprogramarea ca metodă de proiectare eficientă a calculatoarelor numerice a consacrat definitiv memoriile ROS. Dezvoltarea viitoare a calculatoarelor microprogramate impune utilizarea unor memorii ROS perfecţionate avînd viteză şi capacitate mare, cost redus.

Dintre tehnologiile utilizate pentru producerea acestor memorii, circuitele integrate cu dispozitive OVONIC vor căpăta o mare răspîndire datorită avantajelor oferite.

Utilizarea viitoare a memoriilor ROS depinzînd în primul rînd de considerente economice, va influenţa tehnologiile de fabricaţie a acestor dispozitive.

BIBLIOGRAFIE

[1] Taub, D. M. *A short review of read-only memories.* În Proc. IEEE, vol. 110, nr. 1, 1963, p. 157—166.

[2] Cergan, P. F. *Utilizarea memoriilor ROS pentru comanda calculatoarelor numerice.* În: Automatica şi Electronica, vol. 15, nr. 4, 1971, p. 172—177.

[3] Fagg, P. ş.a. *IBM system/360, engineering-proceedings-fall joint computer conference,* 1964, p. 205—231.

[4] Taub, D. M., Kington, B. W. *The design of transformer read only stores.* În: IBM journal research and development, sept 1964, p. 443—459.

[5] Haskell, I. W. *Design of a printed card capacitiv read only store.* În: IBM journal research and development, mart 1966, p. 142—157.

[6] Abbas, S. A. ş.a. *A balanced capacitor read only storage.* În: IBM journal research and development, iul 1968, p. 307—317.

[7] Krausener, J. M. *Une mémoire morte de 512 bits programmable par l'utilisateur.* În: Electronique et microélectronique industrielles, nov 1970, p. 711—715.

[8] Fontenay R. *Les matrices à diodes programmables par l'utilisateur.* În: Electronique et microélectronique industrielles, dec 1970, p. 809—819.

[9] Lilen, H. *Mémoire monolithique à transistors programmable par l'utilisateur.* În: Electronique et microélectronique industrielles, ian — febr 1971, p. 15—21.

[10] Neale, R. G. Nelson, D. L. *Nonvolatile and reprogramable the read mostly memory is here.* În: Electronics, sept 28, 1970, p. 56—60.

Dr. ing. ADRIAN PETRESCU, ing. DAN GOLUMBOVICI şi ing. IULIAN POPA

Calculator numeric didactic

În cadrul acţiunii de autoutilare, la Catedra calculatoare de la Facultatea de automatică din Institutul politehnic Bucureşti a fost realizat un calculator numeric pentru scopuri didactice *.

Destinaţia didactică a calculatorului a impus stabilirea unei structuri simple şi intuitive. Caracteristicile acestui calculator sînt date în cele ce urmează :

— lungimea cuvîntului este de 16 biţi, inclusiv bitul de semn; numerele negative sînt reprezentate în codul „complement faţă de 2";

— capacitatea memoriei, de tip magnetostrictiv, este de opt cuvinte;

— durata medie a unui ciclu de memorie (citire sau înscriere) este de 2,25 ms (întîrzierea asigurată de linia de întîrziere este de 4,5 ms);

— introducerea şi extragerea informaţiilor în calculator se fac de la panoul de comandă, prevăzut cu comutatoare şi afişare optică;

— unitatea aritmetică este de tip serie, cu acumulator, iar viteza de operare de 250 operaţii/s;

— calculatorul are un dispozitiv care detectează depăşirea capacităţii în unitatea aritmetică; semnalul de depăşire opreşte execuţia programului în curs (acest semnal poate fi anulat, continuîndu-se, în acest caz, execuţia programului);

— unitatea de comandă este de tip convenţional;

— repertoriul instrucţiunilor ce pot fi executate de calculator este următorul: sumă, diferenţă, produs logic (ŞI), sumă logică (SAU), negaţie (NU), sumă modulo 2, deplasare la dreapta, deplasare la stînga, salt condiţionat (la conţinutul acumulatorului diferit de zero), salt necondiţionat, încărcarea acumulatorului, memorarea acumulatorului, stop program (pentru vizualizarea rezultatelor) şi sfîrşit de program;

— viteza de operare a calculatorului este de circa 100 instrucţiuni/s;

— instrucţiunile pot fi executate pas cu pas, comanda de trecere la executarea instrucţiunii următoare dîndu-se, în acest caz, de la panoul de comandă.

Schema bloc a calculatorului are o structură clasică şi este prezentată în figura 1, în care au fost utilizate următoarele notaţii: *UM* — unitatea de memorie; *UAL* — unitatea de aritmetică logică; *UC* — unitatea de comandă; *UI/E* — unitatea de intrare/ieşire.

* Calculatorul a fost construit în anii 1970—1971 de ing. D. Golumbovici — în prezent asistent la Catedra calculatoare — şi ing. I. Popa — în prezent la Institutul central de informatică — în cadrul proiectelor de diplomă, sub conducerea conf. dr. ing. Adrian Petrescu.

Calculatorul a fost realizat cu elemente UNILOG-A, produse la Fabrica de elemente de automatizare. Pentru codificarea semnalelor s-a folosit logica negativă: 0 V pentru zero logic şi — 24 V pentru unu logic.

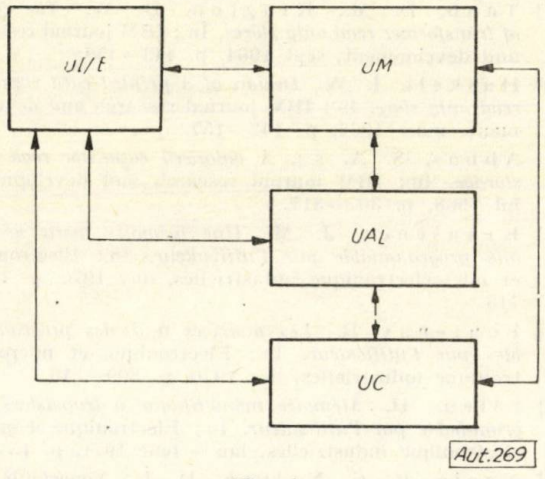


Fig. 1

În continuare se vor prezenta unităţile calculatorului realizat.

1. Unitatea de memorie

Unitatea de memorie a calculatorului utilizează o linie de întîrziere de tipul celor care echipează calculatoarele româneşti de birou FELIX—CE 30, FELIX—CE 32, produse ale F.C.E. — Bucureşti.

Schema bloc a unităţii de memorie este prezentată în figura 2. Au fost folosite notaţiile: *SRR* — dispozitiv de recirculare şi resincronizare; *DS* — dispozitiv de ştergere a liniei de întîrziere şi introducere a semnalului „cap de linie"; *GI* — generator de impulsuri; *SDCL* — schemă logică pentru detecţia capului de linie; *NB* — numărător de biţi/cuvînt; *NC* numărător de cuvinte; *RA* — registru de adresare a memoriei; *RD* — registru de date; *MD* — matrice distribuitor; *SCC* — schemă de coincidenţă corectă; *CSP* — convertor serie-paralel; *CPS* — convertor paralel-serie; *LI* — linia de întîrziere; *AI* — amplificator de intrare al liniei de întîrziere; *AE* — amplificator de ieşire al liniei de întîrziere.

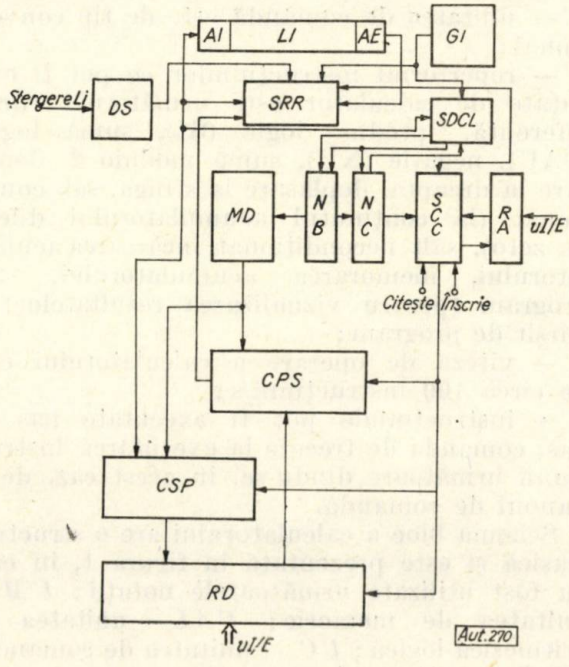


Fig. 2

Linia de întîrziere (*LI*) este constituită dintr-un fir de aliaj de nichel, lung de 15 m. Ea asigură o întîrziere de 4,5 ms. La cele două capete ale liniei de întîrziere se află două traductoare electromagnetice (magnetostrictive). Unul dintre ele — cel de la capătul de intrare — transformă un impuls electric într-o torsiune mecanică, iar celălalt — de la capătul de ieşire — transformă torsiunea mecanică în impuls electric.

Amplificatorul de intrare (*AI*) (fig. 3) transformă impulsul dreptunghiular care se prezintă la intrarea sa într-un impuls de o formă şi o amplitudine adecvate acţionării traductorului de intrare al liniei de întîrziere.

Amplificatorul de ieşire (*AE*) (fig. 4), la a cărui intrare este legat traductorul de ieşire al liniei de întîrziere, transformă semnalul electric furnizat de acest traductor într-un impuls dreptunghiular cu amplitudinea de 10 V şi durata de 900 ns, indiferent de durata semnalului de la intrarea amplificatorului de intrare al liniei de întîrziere.

Generatorul de impulsuri (*GI*) are o frecvenţă de 30 kHz. El asigură funcţionarea sincronă a întregii unităţi de memorie. Impulsurile date de generator sînt dreptunghiulare, simetrice, cu amplitudinea de 20 V.

Automatul de recirculare şi resincronizare (*SRR*) (fig. 5) este o schemă originală care întîrzie informaţia apărută la ieşirea amplificatorului de ieşire al liniei de întîrziere, asigurînd introducerea în linie a informaţiei sincronizate cu generatorul de impulsuri.

Automatul de recirculare şi resincronizare este eficient pentru variaţii ale frecvenţei de $\pm 4\%$.

Fără acest automat memoria ar fi inutilizabilă, deoarece impulsurile aplicate la amplificatorul de intrare al liniei de întîrziere ar avea o durată variabilă, în funcţie de frecvenţă. Astfel, informaţia poate fi distrusă treptat, avînd în vedere cele circa 222 de circulări ale informaţiei pe secundă.

Acest automat asigură şi o adaptare a semnalului de la ieşirea liniei de întîrziere la cerinţele sistemului UNILOG-A.

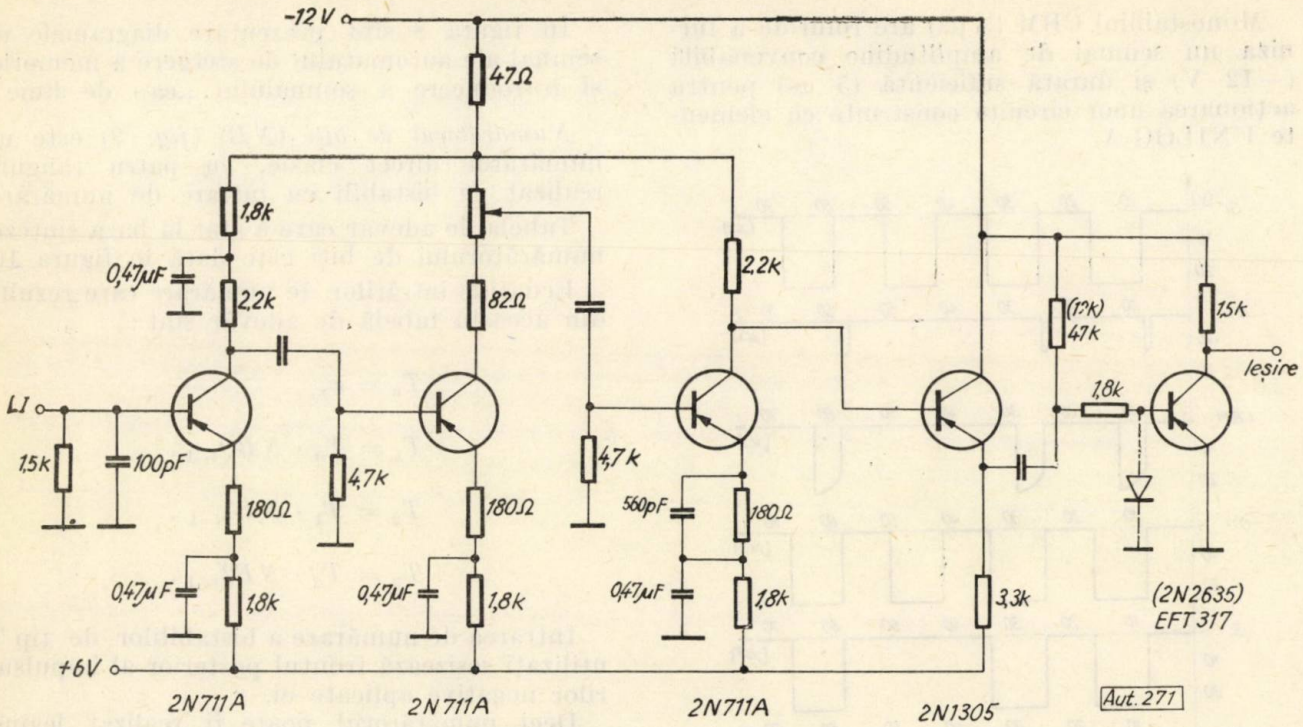


Fig. 3

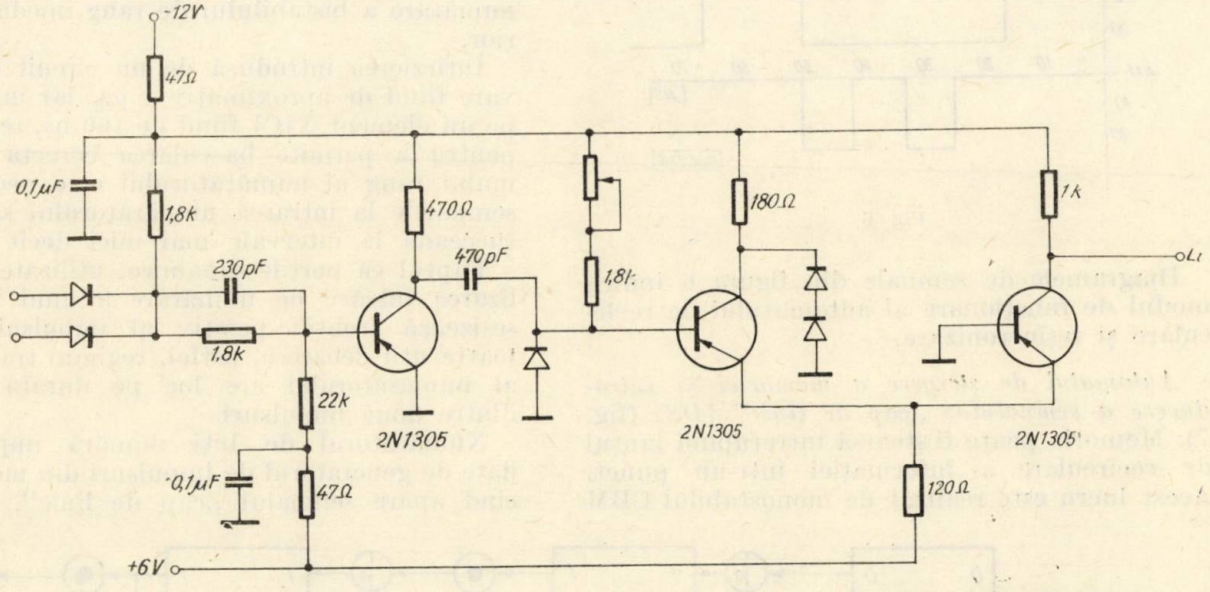


Fig. 4

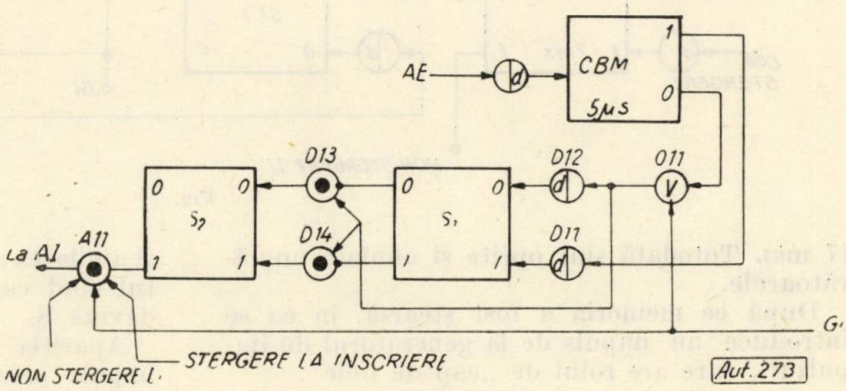


Fig. 5

Monostabilul CBM (5 μs) are rolul de a furniza un semnal de amplitudine convenabilă (−12 V) şi durată suficientă (5 μs) pentru acţionarea unor circuite construite cu elemente UNILOG-A.

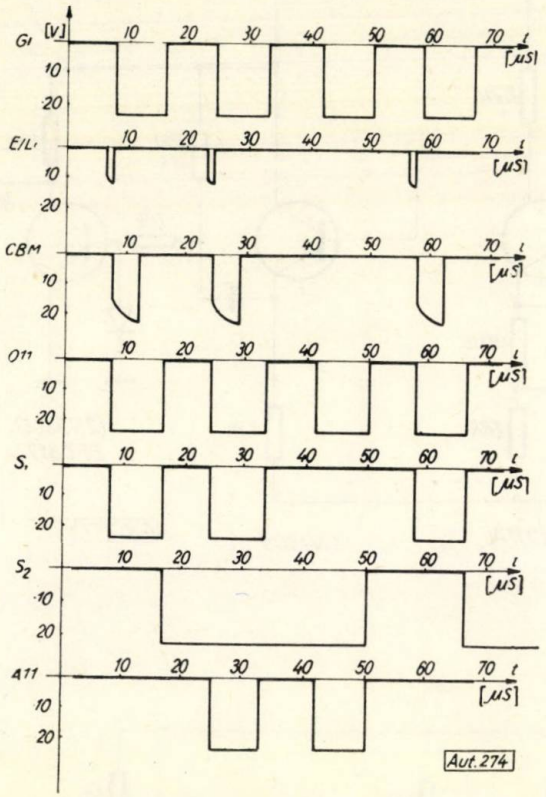


Fig. 6

Diagramele de semnale din figura 6 indică modul de funcţionare al automatului de recirculare şi resincronizare.

Automatul de ştergere a memoriei şi introducere a semnalului „cap de linie" (*DS*) (fig. 7). Memoria poate fi ştearsă întrerupînd lanţul de recirculare a informaţiei într-un punct. Acest lucru este realizat de monostabilul CBM (7 ms). Totodată sînt oprite şi anulate numărătoarele.

După ce memoria a fost ştearsă, în ea se introduce un impuls de la generatorul de impulsuri, care are rolul de „cap de linie",

În figura 8 sînt prezentate diagramele de semnal ale automatului de ştergere a memoriei şi introducere a semnalului „cap de linie".

Numărătorul de biţi (*NB*) (*fig. 9*) este un numărător direct clasic, cu patru ranguri, realizat cu bistabili cu intrare de numărare.

Tabela de adevăr care a stat la baza sintezei numărătorului de biţi este dată în figura 10.

Ecuaţiile intrărilor de numărare care rezultă din această tabelă de adevăr sînt:

$$T_0 = x,$$

$$T_1 = T_0 \cdot NBO_{t-1},$$

$$T_2 = T_1 \cdot NB1_{t-1},$$

$$T_3 = T_2 \cdot NB2_{t-1}.$$

Intrarea de numărare a bistabililor de tip T utilizaţi sesizează frontul posterior al impulsurilor negative aplicate ei.

Deci numărătorul poate fi realizat legînd ieşirea directă a unui bistabil la intrarea de numărare a bistabilului de rang imediat superior.

Întîrzierea introdusă de un circuit de derivare fiind de aproximativ 1 μs, iar întîrzierea pe un element NICI fiind de 100 ns, rezultă că pentru a permite bascularea corectă a ultimului rang al numărătorului este necesar ca semnalele la intrarea numărătorului să nu se succeadă la intervale mai mici decît 4,4 μs.

Faptul că porţile dinamice, utilizate la realizarea intrării de numărare a unui bistabil, sesizează frontul pozitiv al impulsului este foarte util deoarece, astfel, regimul tranzitoriu al numărătorului are loc pe durata pauzei dintre două impulsuri.

Numărătorul de biţi numără impulsurile date de generatorul de impulsuri din momentul cînd apare semnalul „cap de linie". Oprirea

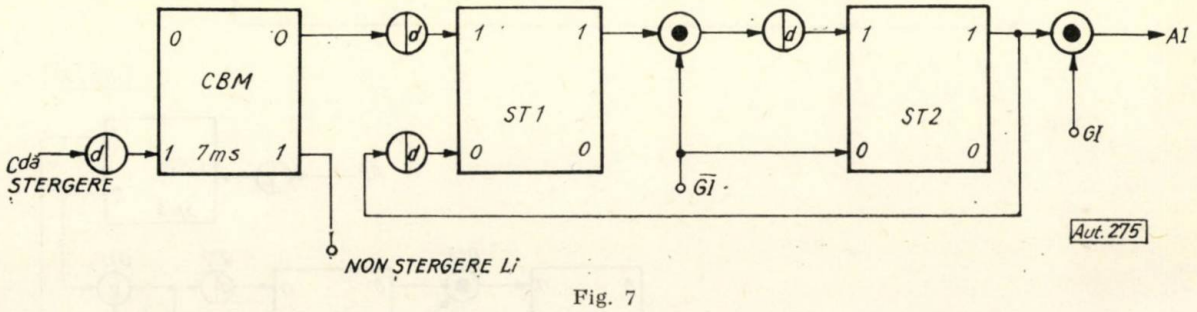


Fig. 7

şi anularea acestui numărător au loc în momentul cînd conţinutul numărătorului de cuvinte devine 8.

Apariţia impulsului „cap de linie" (primul impuls prezent la ieşirea liniei după această

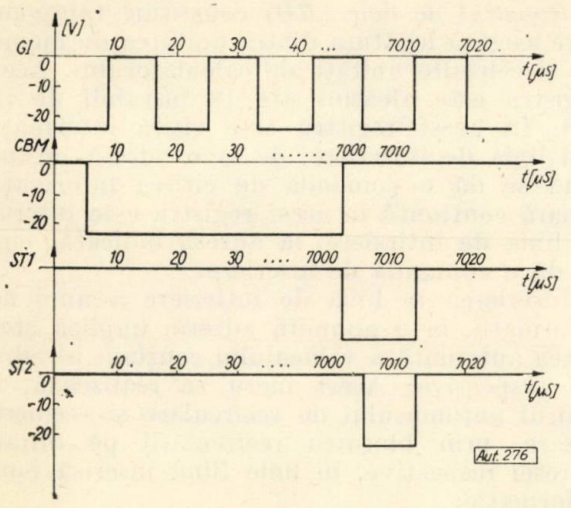


Fig. 8

oprire) va debloca numărătoarele, reîncepînd numărarea.

O altă funcţie a numărătorului de biţi este comanda şi controlul convertorului serie-paralel şi al convertorului paralel-serie prin intermediul matricei distribuitoare.

Numărătorul de cuvinte (*NC*) este, din punct de vedere constructiv, identic cu numărătorul de biţi. El reprezintă de fapt o continuare a numărătorului de biţi. Delimitarea celor două numărătoare s-a făcut numai datorită faptului că ele controlează circuite diferite.

Astfel, numărătorul de cuvinte este utilizat pentru comanda circuitelor de adresare a memoriei, precum şi pentru oprirea numărării şi anularea ambelor numărătoare (NB şi NC), în momentul cînd NC a ajuns la 8.

Stările numărătorului de cuvinte constituie adrese ale cuvintelor de memorie. Excepţie face starea $(0000)_2$, pentru că numărătorul se află în această stare înainte de apariţia impulsului „cap la linie". Problema acestei adrese se rezolvă însă în cadrul schemei combinaţionale care furnizează semnalul de coincidenţă dintre numărătorul de cuvinte şi registrul de adresare a memoriei.

Registrul de adresare a memoriei (*RA*) are acelaşi număr de circuite basculante bistabile de tip RS cîte ramuri are numărătorul de cuvinte.

Toate rangurile acestui registru sînt anulate simultan, introducerea adresei dorite realizîndu-se prin aducerea în starea unu logic a rangurilor dorite.

Încărcarea în registrul de adrese poate fi făcută manual, de la panoul de comandă, sau sub controlul unităţii de comandă a calculatorului.

Conţinutul registrului de adrese poate fi vizualizat la becuri pe panoul de comandă.

Pentru uşurarea manipulării registrului de adrese, conţinutul său este anulat după orice operaţie de citire sau înscriere din/în memorie.

Schema de coincidenţă corectă între registrul de adresare a memoriei şi numărătorul de cuvinte (*SCC*) (fig. 11). Rolul acestui bloc este de a furniza un semnal pe durata coincidenţei dintre conţinutul registrului de adrese şi numărătorul de cuvinte, în cazul cînd s-a dat o comandă de citire sau înscriere.

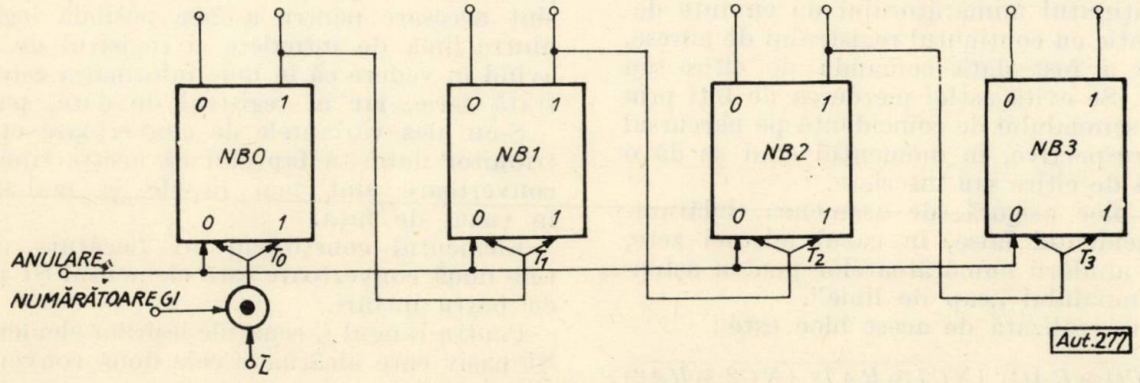


Fig. 9

Intrare	t-1				t				Funcţii de excitaţie			
X	NB3	NB2	NB1	NB0	NB3	NB2	NB1	NB0	T_3	T_2	T_1	T_0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1
1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1
1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1
1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1
1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1
1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1

Aut.278

Fig. 10

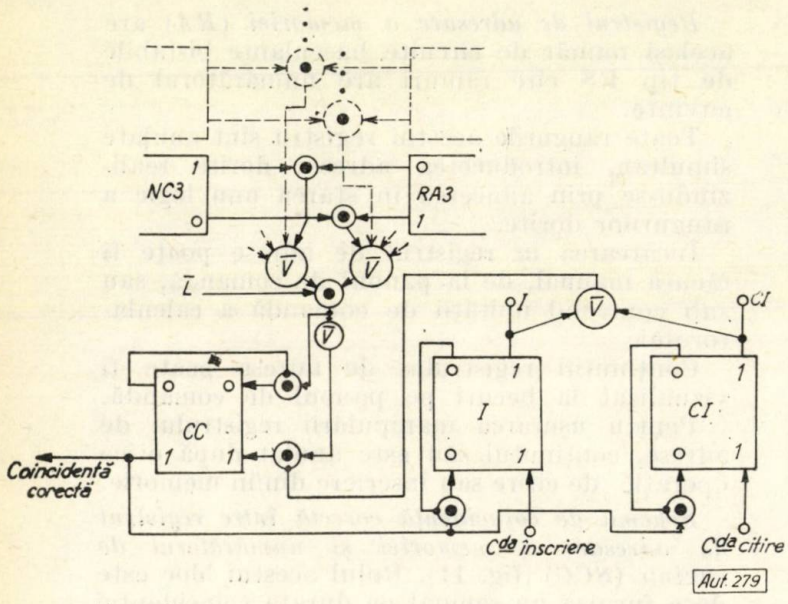


Fig. 11

Problema principală pe care o rezolvă acest bloc este sesizarea coincidenţei numai în cazul cînd conţinutul numărătorului de cuvinte devine identic cu conţinutul registrului de adrese, după ce a fost dată comanda de citire sau înscriere. Se evită astfel pierderea de biţi prin apariţia semnalului de coincidenţă pe parcursul adresei respective, în momentul cînd se dă o comandă de citire sau înscriere.

Acest bloc asigură, de asemenea, înlăturarea coincidenţei false, în cazul adresei zero, datorită anulării numărătoarelor pentru aşteptarea semnalului „cap de linie".

Funcţia realizată de acest bloc este :

$$C = \overline{(NC0 \oplus RA0)}\ \overline{(NC1 \oplus RA1)}\ \overline{(NC2 \oplus RA2)}$$

$$\overline{(NC3 \oplus RA3)} \cdot \overline{L} \cdot (I + CI)_{t-1}.$$

I — comanda de înscriere,

CI — comanda de citire.

Mărimea L indică starea zero a numărătoarelor în aşteptarea impulsului „cap de linie".

Comanda de citire sau înscriere este anulată de frontul posterior al semnalului de coincidenţă corectă. Acelaşi front anulează şi registrul de adrese.

Semnalul de coincidenţă activează convertoarele serie-paralel sau paralel-serie, după cum se citeşte sau se înscrie din/în memorie.

Matricea distribuitor (*MD*) este o matrice de diode care decodifică în zecimal stările numărătorului de biţi. Ea are rolul de distribuitor pentru convertoarele serie-paralel şi paralel-serie.

S-a preferat realizarea distribuitorului cu elemente pasive deoarece în acest fel se asigură întîrzieri mai mici.

Registrul de date (*RD*) constituie tamponul care asigură legătura dintre unitatea de memorie şi celelalte unităţi ale calculatorului. Acest registru este alcătuit din 16 bistabili de tip RS. În acest registru este citită informaţia din linia de întîrziere, de la o adresă, atunci cînd se dă o comandă de citire ; informaţia binară conţinută în acest registru este înscrisă în linia de întîrziere, la adresa indicată, cînd se dă o comandă de înscriere.

Înscrierea în linia de întîrziere a unei noi informaţii, la o anumită adresă, implică ştergerea automată a vehiculului conţinut al adresei respective. Acest lucru se realizează, în cadrul automatului de recirculare şi resincronizare, prin blocarea recirculării pe durata adresei respective, în linie fiind înscrisă noua informaţie.

În cazul apariţiei unei comenzi de citire, registrul de date este şters automat, înainte de citirea informaţiei din linie, cu ajutorul unor circuite de derivare, pe frontul anterior al comenzii de citire.

Convertorul serie-paralel (*CSP*) *şi convertorul paralel-serie* (*CPS*). Aceste două convertoare sînt necesare pentru a face posibilă legătura dintre linia de întîrziere şi registrul de date, avînd în vedere că în linie informaţia este păstrată serie, iar în registrul de date, paralel.

S-au ales variantele de convertoare cu distribuitor datorită faptului că aceste tipuri de convertoare sînt mai rapide şi mai simple în cazul de faţă.

Elementul constituent al fiecăruia dintre cele două convertoare este elementul ŞI pasiv, cu patru intrări.

Pentru rangul i, ecuaţiile ieşirilor elementelor ŞI pasiv care alcătuiesc cele două convertoare sînt :

— pentru convertorul serie-paralel :

$A_i = L_i \cdot K_i \cdot C \cdot CI$, unde L_i este bitul de informaţie de rang i, prezent la ieşirea liniei de întîrziere ; K_i — starea numărătorului de biţi, decodificată de matricea distribuitoare ; C — semnalul de coincidenţă corectă între registrul de adrese şi numărătorul de cuvinte ; CI — comanda de citire ;

— pentru convertorul paralel-serie :

$A_i = RD_i \cdot K_i \cdot C \cdot I$, unde K_i şi C au aceleaşi semnificaţii ca mai sus ; RD_i este bitul de informaţie din bistabilul de rang i din registrul de date, iar I — comanda de înscriere în linia de întîrziere.

2. Unitatea aritmetică-logică (UAL)

Această unitate constituie partea operativă a calculatorului.

Schema bloc *UAL* este prezentată în figura 12. A fost preferat tipul de unitate aritmetică cu sumator serie, cu acumulare.

În schemă s-au utilizat următoarele notaţii : A — registru acumulator care, la începutul unei operaţii, conţine primul operand, iar la sfîrşitul operaţiei, rezultatul; B — registru pentru cel de-al doilea operand, la sfîrşitul unei operaţii aritmetice sau logice conţinutul acestui registru regăsindu-se neschimbat; S — sumator pentru rang; AT — automat care furnizează impulsurile de tact necesare execuţiei unei operaţii; N — numărător de tacte; Δ — circuit care întîrzie transportul pe durata unui tact; SDC — circuit care detectează şi semnalează depăşirea capacităţii cuvîntului, în unitatea aritmetică-logică.

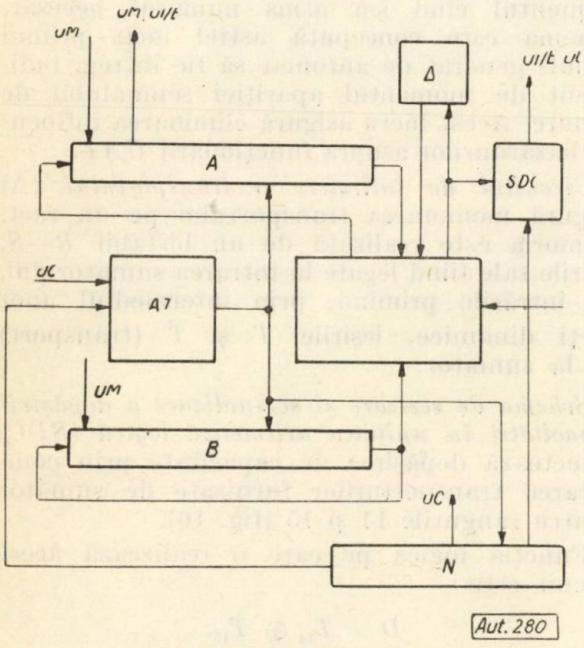


Fig. 12

Pentru efectuarea operaţiilor aritmetice s-a utilizat codul „complement faţă de 2".

Sumatorul (S) poate însuma trei biţi : două ranguri ale celor doi operanzi şi transportul de la rangul imediat inferior.

Expresiile logice pentru suma S şi transportul T sînt următoarele :

$$S = T_{-1} \oplus X1 \oplus X2,$$

$$T = X1 \cdot X2 + T_{-1} \cdot (X1 + X2).$$

La realizarea practică a sumatorului s-a ţinut seamă că el trebuie să poată efectua şi alte operaţii aritmetice şi logice, nu numai sumă.

Ca atare, sumatorul (fig. 13) care echipează calculatorul didactic are, pe lîngă intrările

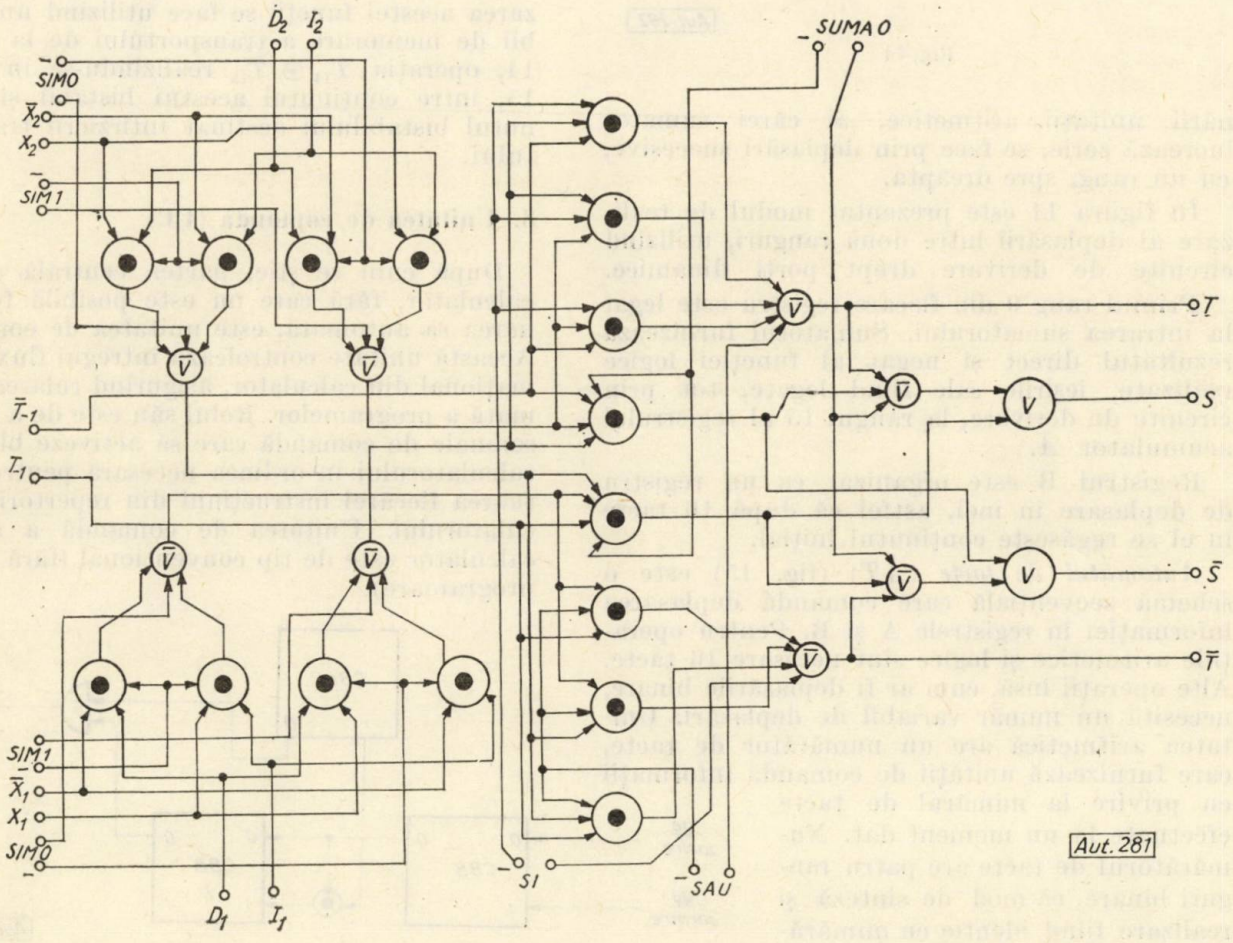


Fig. 13

aferente operanzilor şi transportului, nouă perechi de intrări de comandă (directă şi negată). În funcţie de aceste comenzi se poate complementa sau simula zero sau unu oricare dintre cele trei mărimi de intrare (operanzi şi transport).

Sumatorul a fost construit utilizînd elemente active NICI şi elemente ŞI pasive.

Frecvenţa tactelor care comandă sumatorul este de 4 kHz. Astfel sumatorul poate efectua 250 operaţii/s; fiecare operaţie aritmetică sau logică necesită 16 tacte.

Registrul acumulator A şi registrul B au fost realizate sub formă de registre de deplasare. Astfel conversia paralel-serie necesară funcţionării unităţii aritmetice, al cărei sumator lucrează serie, se face prin deplasări succesive, cu un rang, spre dreapta.

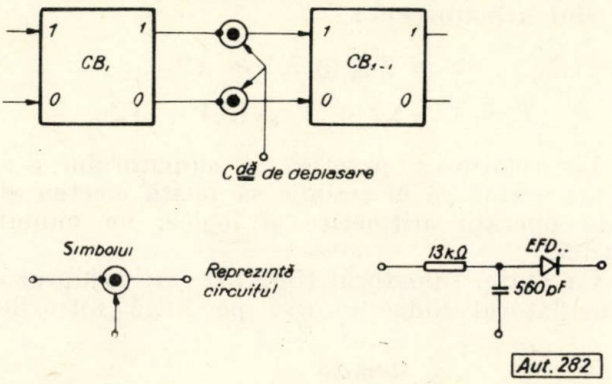


Fig. 14

În figura 14 este prezentat modul de realizare al deplasării între două ranguri, utilizînd circuite de derivare drept porţi dinamice.

Primul rang 0 din fiecare registru este legat la intrarea sumatorului. Sumatorul furnizează rezultatul direct şi negat al funcţiei logice realizate, ieşirile sale fiind legate, tot prin circuite de derivare, la rangul 15 al registrului acumulator *A*.

Registrul B este organizat ca un registru de deplasare în inel, astfel că după 16 tacte în el se regăseşte conţinutul iniţial.

Automatul de tacte (*AT*) (fig. 15) este o schemă secvenţială care comandă deplasarea informaţiei în registrele A şi B. Pentru operaţiile aritmetice şi logice sînt necesare 16 tacte. Alte operaţii însă, cum ar fi deplasările binare, necesită un număr variabil de deplasări. Unitatea aritmetică are un numărător de tacte, care furnizează unităţii de comandă informaţii cu privire la numărul de tacte efectuate la un moment dat. Numărătorul de tacte are patru ranguri binare, ca mod de sinteză şi realizare fiind identic cu numărătoarele din unitatea de memorie.

Automatul de tacte generează la ieşire un tren de impulsuri în momentul cînd primeşte o comandă de la unitatea de comandă. El este oprit tot de către unitatea de comandă, în momentul cînd s-a atins numărul necesar. Schema este concepută astfel încît primul impuls generat de automat să fie întreg, indiferent de momentul apariţiei semnalului de pornire. Acest lucru asigură eliminarea influenţei hazardurilor asupra funcţionării *UAL*.

Circuitul de întîrziere a transportului (Δ) asigură memorarea transportului pe un tact. Memoria este realizată de un bistabil $R-S$, ieşirile sale fiind legate la intrarea sumatorului, iar intrările primind, prin intermediul unor porţi dinamice, ieşirile T şi $\overline{T}$ (transport) de la sumator.

Schema de sesizare şi semnalizare a depăşirii capacităţii în unitatea aritmetică logică (*SDC*) detectează depăşirea de capacitate prin compararea transporturilor furnizate de sumator pentru rangurile 14 şi 15 (fig. 16).

Funcţia logică pe care o realizează acest circuit este:

$$D = T_{14} \oplus T_{15}.$$

Aşa cum se poate vedea în figura 16, realizarea acestei funcţii se face utilizînd un bistabil de memorare a transportului de la rangul 14, operaţia $T_{14} \oplus T_{15}$ realizîndu-se în tactul 15, între conţinutul acestui bistabil şi conţinutul bistabilului destinat întîrzierii transportului.

3. Unitatea de comandă (UC)

După cum se ştie, partea centrală a unui calculator, fără care nu este posibilă funcţionarea sa automată, este unitatea de comandă. Această unitate controlează întregul flux informaţional din calculator, asigurînd rularea automată a programelor. Rolul său este de a genera semnale de comandă care să activeze blocurile calculatorului în ordinea necesară pentru efectuarea fiecărei instrucţiuni din repertoriul calculatorului. Unitatea de comandă a acestui calculator este de tip convenţional (fără microprogramare).

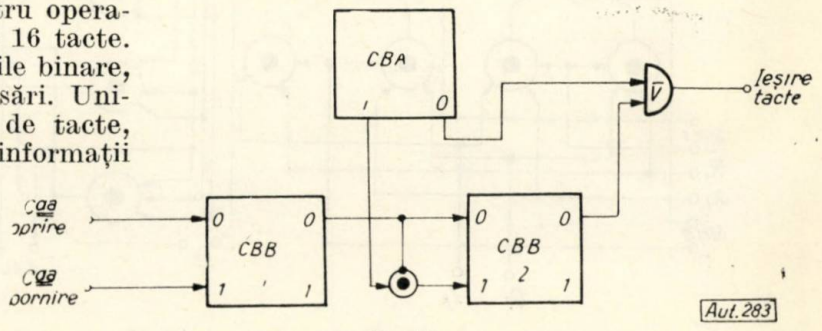


Fig. 15

Schema bloc a unităţii de comandă a calculatorului este prezentată în figura 17. În această schemă bloc s-au utilizat notaţiile *RI* — registru de instrucţiuni; *NAI* — numărător de adrese ale instrucţiunilor; *BDI* — blocul de decodificare a instrucţiunilor; *SIA* — schemă de sesizare a instrucţiunilor cu adresă; *SIFA* — schemă de sesizare a instrucţiunilor fără adresă; *SCFE* — schemă de comutare a fazelor de execuţie.

Caracteristic pentru această unitate de comandă este modul în care se realizează comanda sumatorului din unitatea aritmetică-logică. Am arătat că pentru sumator sînt necesare nouă comenzi duble (directă şi negată), pentru realizarea diverselor funcţii. Aceste comenzi trebuie să-i fie furnizate de către unitatea de comandă, sub formă de nivele de potenţial. Urmărindu-se obţinerea unui cost scăzut s-a utilizat pentru comanda sumatorului chiar registrul de instrucţiuni sau, mai exact, partea de cod de operaţie a registrului de instrucţiuni.

Pentru codul operaţiei se utilizează 10 ranguri binare, nouă dintre ele fiind destinate comenzii sumatorului, cel de-al zecelea marcînd instrucţiunile care necesită o interpretare specială, nefiind posibilă comanda sumatorului cu cele nouă ranguri în forma iniţială. În cazul unor astfel de instrucţiuni cum ar fi deplasările sau salturile se modifică, în cadrul unităţii de comandă, conţinutul celor nouă ranguri, astfel încît să poată fi comandat sumatorul în sensul realizării funcţiei cerute.

Unitatea de comandă trebuie să corespundă scopului propus, asigurînd o funcţionare asincronă a calculatorului. Acest lucru este necesar datorită timpului variabil de acces al memoriei, nefiind raţională uniformizarea acestui timp de acces la 4,5 ms.

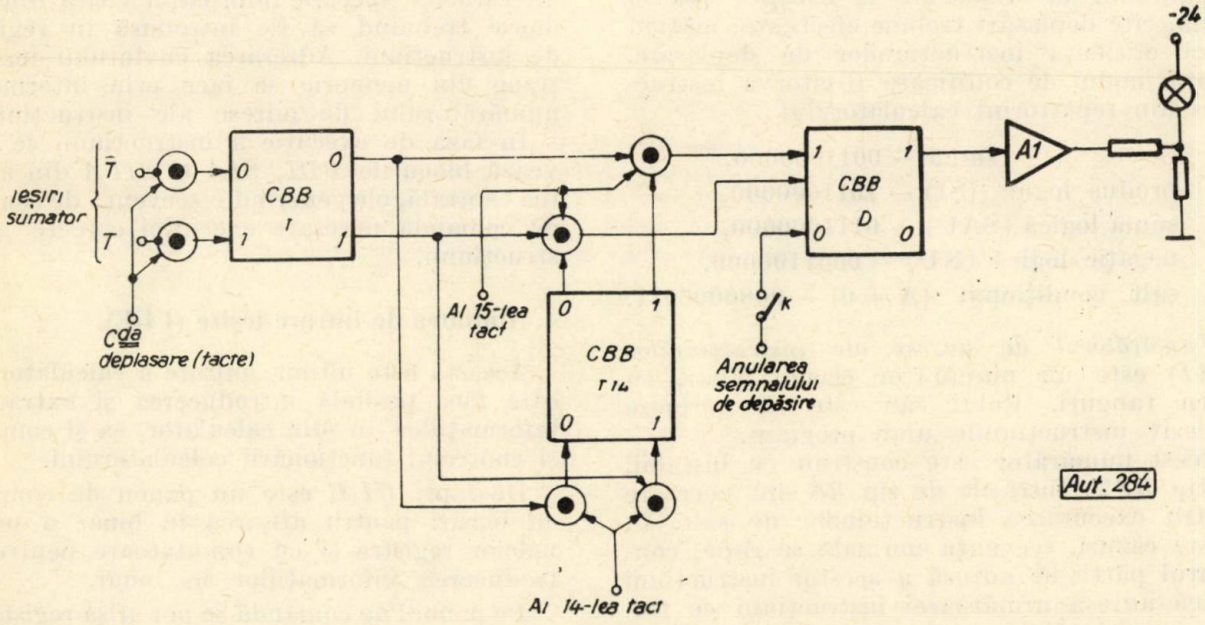


Fig. 16

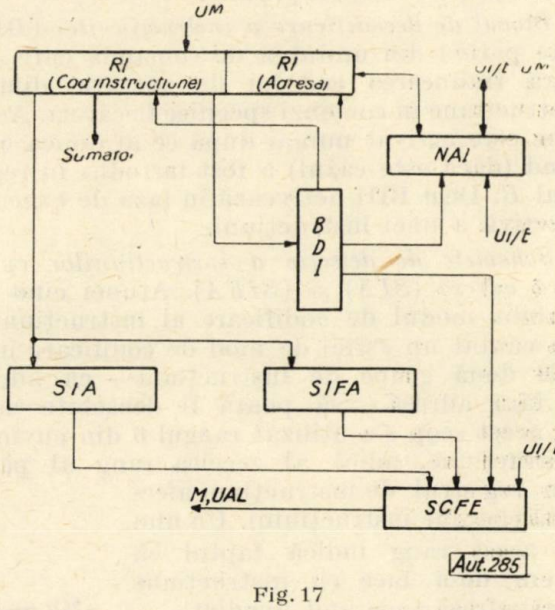


Fig. 17

Registrul de instrucţiuni (*RI*) (fig. 18) are 14 ranguri binare, repartizate astfel: 10 pentru

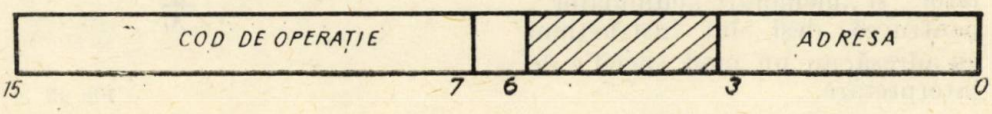


Fig. 18

codificarea instrucţiunilor şi patru pentru indicarea adresei.

Nu toate instrucţiunile necesită adresă. De aceea, în partea registrului de instrucţiuni destinată adresei se memorează, în cazul instrucţiunilor de deplasare la dreapta sau la stînga, cîte deplasări trebuie efectuate, mărind astfel eficienţa instrucţiunilor de deplasare.

Iată modul de codificare al cîtorva instrucţiuni din repertoriul calculatorului :

sumă — 0011000000,
produs logic (ŞI) — 1011000000,
sumă logică (SAU) — 0111000000,
negaţie logică (NU) — 0001100000,
salt condiţionat ($A \neq 0$) — 0000000011.

Numărătorul de adrese ale instrucţiunilor (*NAI*) este un numărător clasic, binar, cu patru ranguri. Rolul său este să adreseze succesiv instrucţiunile unui program.

Acest numărător este construit cu bistabili de tip *RST*. Intrările de tip *RS* sînt necesare pentru executarea instrucţiunilor de salt. În aceste cazuri, secvenţa normală se rupe, conţinutul părţii de adresă a acestor instrucţiuni indică adresa următoarei instrucţiuni ce trebuie executată; această adresă trebuie introdusă în *NAI*.

Pentru a adresa instrucţiunea ce trebuie executată, conţinutul din *NAI* se transferă în registrul de adrese al unităţii de memorie. Transferul se face în paralel.

Blocul de decodificare a instrucţiunilor (*BDI*) este partea din unitatea de comandă care asigură traducerea codului de operaţie dintr-o instrucţiune în comenzi specifice fiecăreia. Acest bloc este activat numai după ce al doilea operand (dacă este cazul) a fost introdus în registrul *B*. Deci BDI activează în faza de execuţie efectivă a unei instrucţiuni.

Schemele de detecţie a instrucţiunilor cu şi fără adresă (*SIA*) *şi* (*SIFA*). Atunci cînd s-a stabilit modul de codificare al instrucţiunilor s-a căutat un astfel de mod de codificare încît cele două grupe de instrucţiuni — cu adresă şi fără adresă — să poată fi deosebite uşor. În acest scop s-a utilizat rangul 6 din cuvîntul instrucţiune, adică al zecelea rang al părţii din registrul de instrucţiuni afectată codului instrucţiunii. Un unu în acest rang indică faptul că avem de-a face cu instrucţiune fără adresă (operand imediat).

Au fost totuşi necesare circuite suplimentare pentru traducerea instrucţiunilor „încărcare acumulator" şi „memorare acumulator", pentru că, deşi sînt instrucţiuni cu adresă, au un mod specific de interpretare.

Blocul de comutare a fazelor de execuţie. În execuţia unei instrucţiuni se disting două etape principale : citirea instrucţiunii şi execuţia instrucţiunii. Citirea instrucţiunii, deşi implică utilizarea unităţii de memorie, are un caracter special, informaţia citită din memorie trebuind să fie introdusă în registrul de instrucţiuni. Adresarea cuvîntului instrucţiune din memorie se face prin intermediul numărătorului de adrese ale instrucţiunilor.

În faza de execuţie a instrucţiunii se activează blocurile *BDI*, *SIA* şi *SIFA* din unitatea centrală, ele generînd o secvenţă de semnale de comandă necesare execuţiei corecte a instrucţiunii.

4. Unitatea de intrare-ieşire (UI/E)

Aceasta este ultima unitate a calculatorului, care face posibilă introducerea şi extragerea informaţiilor în /din calculator, ca şi comanda şi controlul funcţionării calculatorului.

De fapt, *UI/E* este un panou de comandă cu becuri pentru afişarea în binar a principalelor registre şi cu comutatoare pentru introducerea informaţiilor în binar.

Pe panoul de comandă se pot afişa registrele : registrul de date din unitatea de memorie, registrul acumulator din unitatea aritmetică, registrul de adrese din unitatea de memorie şi numărătorul de adrese ale instrucţiunilor din unitatea de comandă. De asemenea există cîte un bec pe panou pentru semnalizarea depăşirii capacităţii în unitatea aritmetică, a opririi calculatorului la o instrucţiune „stop program", ca şi pentru indicarea terminării unui program. Pentru acţionarea becurilor s-au folosit amplificatoare UNILOG-A de 1 W.

Afişarea registrelor *RD* şi acumulator se face la acelaşi registru de becuri, selecţia registrului dorit făcîndu-se cu ajutorul unor circuite logice comandate cu ajutorul unui comutator de pe panou. În figura 19 este arătat, pentru un rang, modul cum se realizează selecţia registrului dorit. De asemenea, afişarea registrului RA şi a numărătorului de adrese ale instrucţiunilor se face la aceleaşi becuri, selecţia registrului dorit efectuîndu-se cu ajutorul unui comutator 4×2 poziţii.

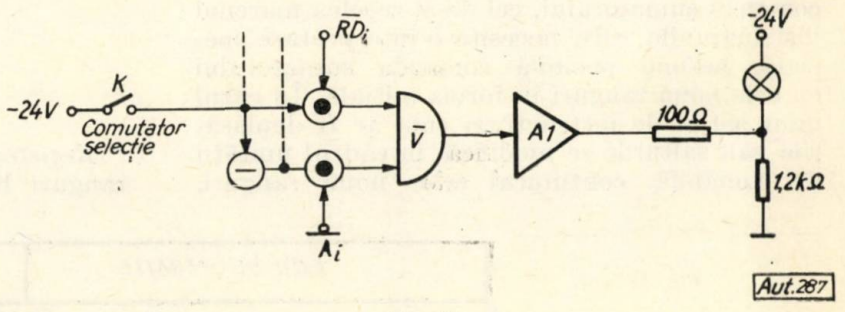


Fig. 19

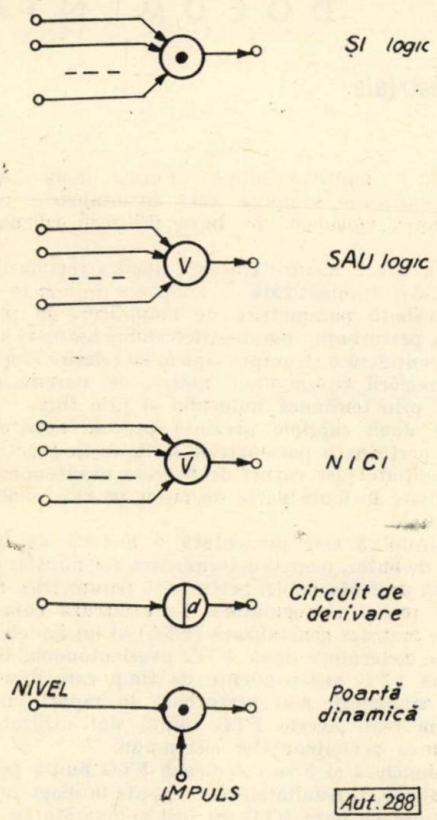


Fig. 20

Acelaşi panou de comandă conţine comutatoarele necesare introducerii informaţiei în binar în registrele *RD* şi *RA* din unitatea de memorie, precum şi comutatoare pentru comanda şi controlul calculatorului:

— anularea memoriei (ştergerea liniei de întîrziere);

— anularea depăşirii de capacitate în *UAL*;

— executarea unui program pas cu pas;

— declanşarea ecuaţiei unui program;

— anularea *NAI*;

— înscrierea în memorie a conţinutului registrului *BD*, la adresa indicată în *RA*;

— citirea din memorie a conţinutului adresei conţinute în *RA*.

Panoul de comandă astfel construit este uşor de manipulat şi permite o urmărire uşoară a informaţiei din calculator.

Calculatorul prezentat este folosit în cadrul laboratorului de calculatoare numerice, în scopul familiarizării studenţilor care încep specializarea în acest domeniu cu principiile de bază ale funcţionării calculatoarelor numerice.

Autorii aduc mulţumiri ing. Dumitru Ştefănescu de la F.C.E. pentru asistenţa acordată în vederea punerii la punct a memoriei cu linia de întîrziere.

DOCUMENTARE

Sisteme de reglare autoadaptive în acţionări electrice industriale cu motoare de curent continuu

Dr. ing. Silviu Anastasiu

Teză de doctorat prezentată în şedinţă publică la Institutul politehnic Bucureşti, la data de 7 mai 1971

Teza de doctorat se înscrie, ca preocupări, în tendinţele actuale de dezvoltare a sistemelor de acţionare electrică reglabile (notate prescurtat în lucrare SAE). În acest sens se relevă faptul că în ultimul deceniu atît procedeele de reglare cît şi tehnologia electronică au evoluat în sensul realizării unor echipamente specifice SAE industriale, care să permită obţinerea unor precizii dinamice din ce în ce mai mari. O dată cu aceasta au avut loc şi modificări în procedeele de prelucrare tehnologică, în scopul utilizării optime a performanţelor acţionării. Sistemele adaptive reprezintă etapa de viitor cea mai apropiată în această evoluţie, dirijată spre sistemele optimale ca rapiditate. Orientarea tezei corespunde acestei direcţii de dezvoltare.

Lucrarea cuprinde două părţi: partea I a lucrării, tratînd generalităţi privind dinamica SAE, iar partea II-a tratînd analiza unor regimuri dinamice pentru o structură de sisteme adaptive specifică SAE, urmată de verificări pe baza calculatoarelor analogice, numerice, şi de verificări experimentale.

În primele două capitole ale părţii I se dau definiţii şi o clasificare a SAE după clasa de funcţii de timp asociată variabilelor de intrare. Capitolul 3 tratează procedeele de reglare şi defineşte mărimile caracteristice ale SAE, evidenţiind un tip specific de restricţii, care au fost denumite restricţii intenţionate. Capitolul se încheie cu o sinteză a procedeelor de reglare adaptivă adecvate SAE, selectate după criteriul timpului de adaptare şi al complexităţii (hardware). Se evidenţiază sistemele adaptive „rapide" (cu măsurare sau modelare a parametrului variabil) ca fiind specifice SAE în care există perturbaţii parametrice rapide.

În ultimul capitol al părţii I se prezintă un model matematic al SAE automatizate cu restricţii intenţionate. Tratarea are un caracter inedit, fiind o primă tratare a SAE pe baza conceptelor de multivariabilitate. Forma finală a ecuaţiilor vectorial-matriciale stabilite este avantajoasă, permiţînd automatizarea calculelor pe baza utilizării calculatoarelor numerice.

Partea a II-a a lucrării tratează analiza regimurilor dinamice ale SAE automatizate cu adaptare rapidă, în prezenţa unei perturbaţii parametrice de amplificare în proces (în SAE) şi a perturbaţiei parametrice compensatoare din regulator. Se consideră o structură tipică, cu referire la o aplicaţie în cazul reglării vitezei unui motor de curent continuu comandat prin tensiunea indusului şi prin flux.

Primele două capitole prezintă procese neautonome şi tipuri de perturbaţii parametrice întîlnite în practica SAE. Sînt evidenţiate şase cazuri de procese neautonome, datele fiind obţinute în mare parte de autor pe cale analitică sau experimentală.

În capitolul 3 este prezentată o metodă de frecvenţă, elaborată de autor, pentru determinarea regimurilor dinamice ale SAE în prezenţa dublei perturbaţii parametrice de amplificare (în proces şi regulator). Se utilizează conceptul de funcţie de transfer generalizată (FTG) al lui Zadeh. Se definesc şi se determină două FTG cvasiautonome limită, ca fiind două FTG nedependente de timp care descriu două regimuri tranzitorii mai perturbate în raport cu regimul neautonom real. Aceste FTG limită sînt utilizate pentru determinarea performanţelor sistemului.

În capitolele 4 şi 5 se calculează FTG limită pentru trei variante tipice, şi rezultatele sînt trasate în diagrame. Rezultate obţinute pe baza FTG au fost comparate cu rezultate obţinute prin modelare pe calculator analogic, diferenţele fiind reduse.

În capitolul 6 s-a verificat stabilitatea asimptotică a sistemului analizat în unele regimuri particulare, neliniare, utilizînd metoda I a lui Liapunov, şi s-au dat curbe în spaţiul stărilor.

S. Florea

Seria completă de diode redresoare cu siliciu produse de I.P.R.S.—Băneasa

Deoarece transportul şi distribuţia energiei electrice se efectuează, în general, în curent alternativ şi adeseori consumatorii — instalaţii electrice industriale, aparatură electrică industrială şi de larg consum — sînt alimentaţi în curent continuu, se impune transformarea acestei energii din curent alternativ în curent continuu prin intermediul redresoarelor. Dintre dispozitivele care pot realiza redresarea, diodele semiconductoare prezintă următoarele avantaje:

— energie disipată proprie mică şi deci posibilitatea obţinerii unor redresoare cu randament ridicat;

— greutate şi dimensiuni reduse;

— robusteţe mecanică şi climatică deosebită, ceea ce garantează o bună funcţionare în cele mai diverse medii industriale, fără măsuri suplimentare de protecţie;

— întreţinere practic nulă;

— durată de viaţă practic nelimitată, cu condiţia proiectării şi exploatării corecte a redresoarelor.

În aplicaţiile de redresare, diodele cu siliciu au performanţe superioare diodelor cu germaniu, ca de exemplu:

— temperatura maximă a joncţiunii în funcţionare superioară permite folosirea unor densităţi de curent mai mari, care conduc la dimensiuni reduse ale diodelor, radiatoarelor şi, în final, ale redresoarelor;

— parametrii funcţionali în conducţie directă şi inversă uşurează realizarea unor redresoare cu randamente ameliorate;

— tensiunile inverse de lucru, repetitive, şi tranzitorii de suprasarcină, mai mari.

Seria completă de diode redresoare cu siliciu fabricată la I.P.R.S. — Băneasa conferă utilizatorilor toate avantajele

Tabela 1

Diode redresoare cu siliciu tip F

Sort	I_F (A)	I_0 (A)	$V_{RWM} = V_{RRM} = V_R$ (V)	I_{FRM} (A)	I_{FSM} (10 ms) (A)	V_F la $I_F = I_0$ max (V)	I_R la $V_R = V_{RWM}$ $t_{amb} = 100°C$ max (μA)	$R_{thj\text{-}amb}$ max (°C/W)
I_0=0,75A								
F407	1	0,75	800	4	30	1	50	70
F307	1	0,75	600	4	30	1	50	70
F207	1	0,75	400	4	30	1	50	70
F107	1	0,75	100	4	30	1	50	70
F087	1	0,75	80	4	30	1	50	70

Notă: Valorile parametrilor sînt indicate la t_{amb} = 25°C, cu excepţia altor specificări.

Tabela 2

Diode redresoare cu siliciu tip Si 10, RA, K, KS, TU 2, TU 3, TU 38

Sort	I_F la t_C		I_0 la t_C		$V_{RWM}=V_{RRM}=V_R$ (V)	I_{FRM} (A)	I_{FSM} (10 ms) (A)	V_{FM} la I_{FM}		I_{RM} la $V_{RM}=V_{RWM}$		$R_{thj\text{-}c}$ max (°C/W)
	(A)	(°C)	(A)	(°C)				max (V)	(A)	max (mA)	t_C (°C)	
$I_0 = 10A$												
Si 10—10	12	125	10	125	1000	35	230	1,3	35	3	125	3
Si 10— 6	12	125	10	125	600	35	230	1,3	35	3	125	3
Si 10— 3	12	125	10	125	300	35	230	1,3	35	3	125	3
Si 10— 1	12	125	10	125	100	35	230	1,3	35	3	125	3
$I_0 = 20A$												
RA 220	26	90	20	90	200	70	250	1,4	60	3	150	2
RA 120	26	90	20	90	100	70	250	1,4	60	3	150	2
$I_0 = 40A$												
K 1140	48	90	40	90	1000	180	800	1,2	125	5	125	0,8
K 6040	48	90	40	90	600	180	800	1,2	125	5	125	0,8
K 4040	48	90	40	90	400	180	800	1,2	125	5	125	0,8
K 1040	48	90	40	90	100	180	800	1,2	125	5	125	0,8
$I_0 = 60A$												
KS 1160	70	110	60	110	1000	200	1500	1,2	190	5	125	0,8
KS 6060	70	110	60	110	600	200	1500	1,2	190	5	125	0,8
KS 4060	70	110	60	110	400	200	1500	1,2	190	5	125	0,8
KS 1060	70	110	60	110	100	200	1500	1,2	190	5	125	0,8
$I_0 = 200A$												
TU 28	240	110	200	110	1300	650	3800	1,4	650	4	125	0,15
TU 25	240	110	200	110	1200	650	3800	1,4	650	4	125	0,15
TU 24	240	110	200	110	1000	650	3800	1,4	650	4	125	0,15
TU 23	240	110	200	110	800	650	3800	1,4	650	4	125	0,15
TU 22	240	110	200	110	400	650	3800	1,4	650	4	125	0,15
TU 21	240	110	200	110	200	650	3800	1,4	650	4	125	0,15
$I_0 = 300A$												
TU 35	350	100	300	100	1200	1000	5000	1,4	1100	4	125	0,15
TU 34	350	100	300	100	1000	1000	5000	1,4	1100	4	125	0,15
TU 33	350	100	300	100	800	1000	5000	1,4	1100	4	125	0,15
TU 32	350	100	300	100	400	1000	5000	1,4	1100	4	125	0,15
TU 31	350	100	300	100	200	1000	5000	1,4	1100	4	125	0,15
$I_0 = 350A$												
TU 38	400	100	350	100	1300	1100	5500	1,4	1100	6	150	0,12

Notă: 1) Valorile parametrilor sînt indicate la $t_C = 25°C$, cu excepția altor specificații.
2) Curentul invers la diodele TU 38 este indicat pentru $V_{RM} = 1600$ V.
3) Diodele tip RA, K și KS se pot livra și cu polaritate inversă, cu anodul conectat electric la capsulă. Marcajul este identic cu cel al diodelor directe (catodul legat electric la capsulă), caracterizate în tabela 2, dar urmat de litera *R*.

menţionate mai sus şi, prin gama curenţilor medii redresaţi, a tensiunilor inverse de lucru, prin caracteristicile tranzitorii în conducţie directă şi inversă, prin parametrii termici şi radiatoarele recomandate, facilitează construirea de instalaţii de redresare pentru orice aplicaţie.

Performanţele acestor diode dublu difuzate, montate în capsule metalice cu treceri metal-sticlă şi metal-ceramică, sînt obţinute pe baza unui proces tehnologic riguros controlat şi stăpînit din punct de vedere tehnic şi economic. Referitor la tehnologia de fabricaţie reţin atenţia următoarele condiţii :

— controlul tuturor pieselor detaşate, al materiilor prime şi consumabile, al fluidelor tehnologice de înaltă puritate înainte de introducerea lor în fluxul tehnologic ;

— desfăşurarea producţiei în condiţii de acurateţe tehnologică deosebită ;

— utilizarea unei aparaturi de producţie şi control de înalt nivel tehnic ;

— sortarea finală, bucată cu bucată, a diodelor, în condiţii care garantează valorile limită, caracteristicile electrice şi termice ;

— verificarea continuă a nivelului calităţii producţiei prin încercări de fiabilitate şi repetarea periodică a probelor de tip pe baza unor norme interne întocmite conform recomandărilor CEI, standardelor naţionale şi unor norme internaţionale.

În tabelele 1 şi 2 sînt stipulate în conformitate cu sistemul valorilor limită absolute, definit în publicaţia CEI nr. 134, utilizînd simbolurile din publicaţia CEI nr. 148, un minim de valori limită, caracteristici electrice şi termice, suficiente pentru explorarea performanţelor seriei de diode redresoare produsă şi pentru alegerea primară a sortului de diodă pentru o aplicaţie dată. Caracterizarea completă a fiecărui tip şi sort este făcută în cataloagele şi foile de catalog care sînt editate şi puse la dispoziţia beneficiarilor. În plus, secţia de fabricaţie a format un colectiv din personal competent şi calificat pentru relaţiile cu beneficiarii.

Se impune o precizare importantă : utilizatorii diodelor redresoare cu siliciu pot beneficia de toate avantajele acestora numai cu condiţia respectării valorilor limită absolute. Deoarece diodele sînt sensibile la supratensiuni inverse, chiar de scurtă durată, şi nu suportă decît suprasarcini de curent direct, limitate, este necesară studierea atentă a circuitelor asociate redresoarelor, proiectarea şi realizarea acestora pornind de la cunoaşterea precisă a solicitărilor electrice normale sau accidentale, în scopul asigurării unei bune securităţi în exploatare.

În funcţionare, pentru a nu depăşi temperatura maximă a joncţiunii, puterea disipată, care depinde de temperatura ambiantă maximă şi de solicitarea electrică a diodei, necesită evacuarea căldurii produse la nivelul joncţiunii. Transferul căldurii de la joncţiune la mediul ambiant se face prin următoarele rezistenţe termice conectate în serie :

— joncţiune-capsulă, indicată de fabricant ;

— capsulă-radiator, care necesită respectarea indicaţiilor de montare pe radiator, date de fabricant (cuplu de strîngere, răşină siliconică, starea suprafeţei radiatorului) ;

— radiator-ambiant, dată de radiatorul ales de către utilizator.

Diodele din tabela 1 sînt folosite, la parametrii indicaţi, fără radiator, răcirea efectuîndu-se prin convecţie liberă. Pentru diodele din tabela 2 se recomandă utilizarea radiatoarelor din aliaj de aluminiu pentru convecţie naturală şi forţată, din tabelele 3 şi 4.

Referitor la domeniile de utilizare ale diodelor prezentate menţionăm cîteva aplicaţii generale :

— pentru diode de tip F : redresoare de mică putere utilizate în aparatura industrială şi de larg consum (de exemplu, circuitul de alimentare al receptoarelor TV) ;

— pentru diodele de tip RA : redresoare pentru automobile, tractoare şi camioane echipate cu alternatoare ;

— pentru diodele de tip Si 10, K, KS : redresoare de putere medie pentru instalaţii industriale ;

— pentru diodele tip TU 2, TU 3 : instalaţii de redresare de mare putere ;

— pentru diodele tip TU 38, cele mai performante ale întregii game, omologate cu Căile ferate române : redresoare pentru tracţiune electrică.

Tabela 3

Radiatoare pentru convecţie naturală

Tip	U_1			U_2			U_3			KNF 90	KNF 116	KNF 232	KNF 348	TNF 120	TNF 150	TNF 240	TNF 360
Lungime (mm)	56	113	170	70	133	196	90	170	250	90	116	232	348	120	150	240	360
Secţiune (mm^2)	18 × 58			20 × 80			30 × 120			80 × 100	80 × 100	80 × 100	80 × 100	120 × 120	120 × 120	120 × 120	120 × 120
Nr. diodelor pe un radiator	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	1	2	3	1	1	2	3
Diametrul găurilor (mm)	6	6	6	6	6	6	6	6	6	12	12	12	12	16	16	16	16
Recomandate ptr.	Si 10			Si 10			Si 10			K–KS	K–KS	K–KS	K–KS	TU2... –TU 3... – TU 38			
R_{th} (°C/W)	7,5	5	3,2	5,5	3,4	2,3	3,3	1,9	1,25	1,2	0,92	0,58	0,37	0,6	0,55	0,4	0,25
Masa (kg)	0,020	0,040	0,060	0,040	0,065	0,090	0,080	0,155	0,230	0,51	0,66	1,32	1,98	1,18	1,48	2,36	3,54

Tabela 4

Radiatoare pentru convecţie forţată (viteza aerului 5 m/s)

Tip	TVF 80	TVF 90	TVF 100	L 3—1388
Lungime (mm)	80	90	100	95
Secţiune (mm^2)	80×100	80×100	80×100	—
Nr. diodelor pe un radiator	1	1	1	1
Diametrul găurilor (mm)	12 sau 16	12 sau 16	12 sau 16	M16
Recomandat pentru	K TU2, TU3 KS TU38	K TU2, TU3 KS TU38	K TU2, TU3 KS TU38	TU2, TU3 TU38
R_{th}(°C/W)	0,2	0,18	0,16	0,23
Masa (kg)	0,87	0,98	1,1	2,1

Ing. *Traian Cârcu*

CRONICĂ

Tîrgul Internaţional de toamnă de la Brno — 1972

În luna august ambasada R. S. Cehoslovacă la Bucureşti a organizat o conferinţă de presă dedicată Tîrgului internaţional de construcţii mecanice de la Brno, care va avea loc între 8 şi 17 septembrie 1972. Din expunerile făcute şi materialele prezentate a rezultat că la Tîrgul internaţional de construcţii mecanice de la Brno din acest an vor participa peste 1600 de expozanţi, vor fi prezentate peste 20 000 de exponate la nivel mondial în toate pavilioanele tîrgului, pe o suprafaţă de circa 73 000 mp şi în aer liber pe o suprafaţă de 76 000 mp.

S-a menţionat că cei mai mari participanţi externi la Tîrgul internaţional de construcţii mecanice din acest an vor fi din nou organizaţiile de comerţ exterior din ţările socialiste precum şi firme şi întreprinderi din R.F.G., Austria şi Marea Britanie. Şi-au anunţat participarea oficială colectivă expozanţi din unele sectoare industriale din Marea Britanie, Finlanda, Irlanda, Canada şi S.U.A.

Republica Socialistă România va fi prezentă şi în acest an la Tîrgul internaţional de toamnă de la Brno, expunînd o serie de produse dintre cele mai importante ale industriei construcţiilor de maşini.

O parte integrantă a tîrgurilor de la Brno o va constitui programul tehnico-ştiinţific care va fi alcătuit din două părţi fundamentale : cea de a 11-a întîlnire internaţională a redactorilor presei tehnice consacrată problemelor construcţiilor de maşini cehoslovace, cît şi simpozioanele internaţionale şi zilele dedicate problemelor întreprinderilor producătoare.

Programul zilelor de branşă din acest an va cuprinde ca teme maşinile-unelte pentru aşchierea metalelor, radiodifuziunea, televiziunea, tehnica de calcul, mecanizarea, maşini şi scule, igiena şi securitatea muncii. La fel ca în anii precedenţi şi în acest an vor fi organizate conferinţe ale expozanţilor externi. Se apreciază că aceasta va contribui la schimbul de experienţă între cercurile comerciale cehoslovace şi străine, că astfel se vor stabili noi contacte în interesul dezvoltării cu succes a ştiinţei şi tehnicii mondiale.

M.D.

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care nu au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat de autor, conform STAS 6442—69 fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—10 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații valoroase, de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citirea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezbaterile matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii mărimilor și formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrierile originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, locul editurii, editorul, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

Numărul de referiri bibliografice (poziții din lista bibliografică) vor fi de cel puțin 6 și cel mult 26 pentru articolele originale. Limita superioară se va putea depăși numai în cazul sintezelor analitice.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2000 semne de pagină). Pentru articole se recomandă 10—15 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

MISZAKI KÖNYV

CONTENTS

Editorials

DC 621 – 58 : 621.313.13

Anastasiu S. :

Analysis of a rapid adaptive system.

Automatica şi Electronica 16, nr. 5, sept-oct 1972, p. 215 – 220

The study of the dynamic behaviour of a rotation control system of an actuating electric motor characterized by time-variable parameters.

DC 621 – 52/ – 55 : 681.322

Călin S. and *Nitu C. I.* :

Analysis of the performances of automatic numeric regulator systems carried out with digital computers.

Automatica şi Electronica 16, nr. 5, sept – oct 1972, p. 220 – 226

In carrying out this determination one takes account of the non-linearities of the digital regulator.

DC 681.327.2

Cergan P. :

Constructive types of ROS memories.

Automatica şi Electronica 16, nr. 5, sept – oct 1972, p. 226 – 233

ROS memories (Read Only Store) are used for electronic data processing equipment for storage of data that are to be changed very rarely.

DC 681.322

Petrescu A., Golumbovici D. and *Popa I.* :

Digital computer for educational use.

Automatica şi Electronica 16, nr. 5, sept – oct 1972, p. 233 – 243

The paper presents the diagram and the operation of a digital computer designed to train those who specialize in this domain.

SOMMAIRE

Éditoriaux

CD 621 – 58 : 621.313.13

Anastasiu S. :

L'analyse d'un système adaptif rapide.

Automatica şi Electronica 16, no. 5, sept – oct 1972, p. 215 – 220

L'étude du comportement dynamique d'un système de réglage du nombre des tours, à moteur électrique d'actionnement, caractérisé par des paramètres variables par rapport à la durée.

CD 621 – 52/55 :681.322

Călin S. et *Nitu C. I.* :

L'analyse, sur des calculateurs numériques, des performances des systèmes automatiques à régulateurs numériques.

Automatica şi Electronica 16, no. 5, sept – oct 1972, p. 220 – 226

Lors de cette détermination des performances, on tient compte des non-linéarités du régulateur de type numérique.

CD 681.327.2

Cergan P. :

Types constructifs de mémoires ROS.

Automatica şi Electronica 16, no. 5, sept – oct 1972, p. 226 – 233

Les mémoires ROS (Read Only Store) sont utilisées dans les équipements électroniques d'interprétation des données pour mémorer les informations qui seront modifiées très rarement.

CD 681.322

Petrescu A., Golumbovici D. et *Popa I.* :

Calculateur numérique didactique.

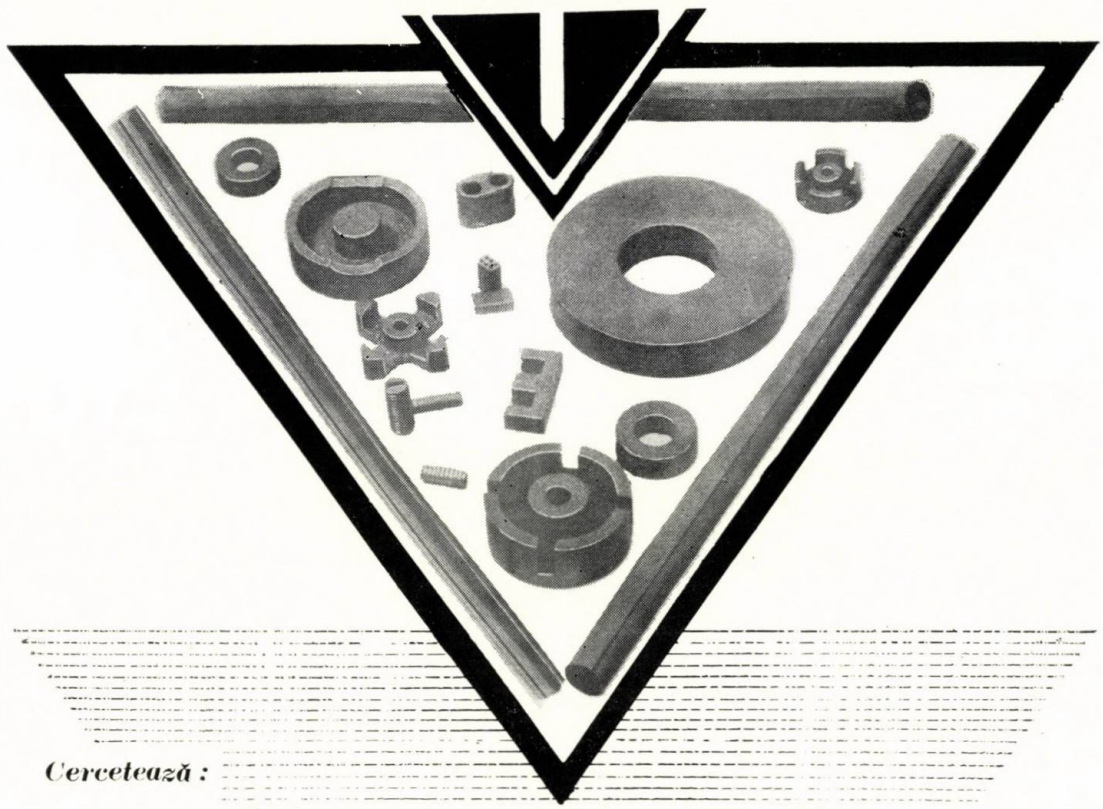
Automatica şi Electronica 16, no. 5, sept – oct 1972, p. 233 – 243

On présente le schéma et le fonctionnement d'un calculateur destiné à ceux qui commencent à se spécialiser dans ce domaine, de se familiariser avec les principes fondamentaux du fonctionnement des calculateurs numériques.

IEC

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI ELECTRONICE

București, Calea Floreasca 169,
Sector 1, Telefon 33.12.59



Cercetează :

Ferite magnetic moi și dure de tip Elferit

- Bare de antenă : cilindrice
  canelate
  plate
- Miezuri diverse pentru receptoare radio și TV
- Miezuri U și I pentru transformatorul final de linii TV
- Miezuri jugulare pentru blocul de deflexie TV
- Miezuri oale pentru filtre de telecomunicații, transformatoare cu distorsiuni reduse, de bandă largă sau de putere
- Miezuri E — pentru transformatoare de telecomunicații și automatizări, transformatoare de impulsuri și amplificatoare magnetice
- Miezuri X

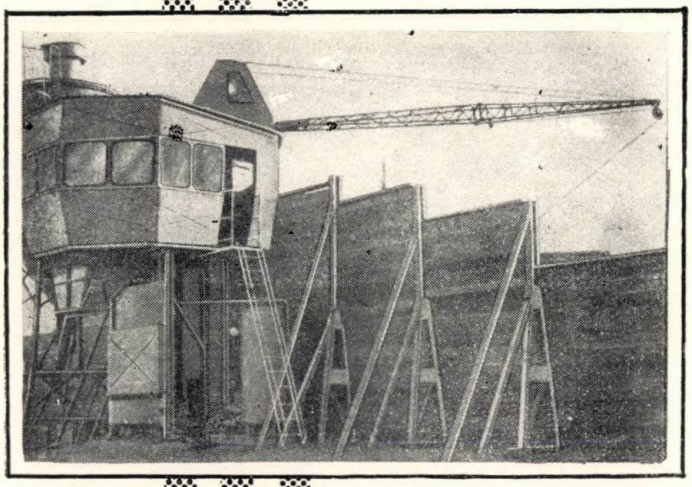
Ferite CHD Miezuri de memorie
Miezuri de comutație

Magneți permanenți cu multiple aplicații în electrotehnică

Producător :

IEC—Stația Pilot și Fca Ferite Urziceni-FFU Șos. București—Buzău km 57,5 Jud. Ilfov
Telefon 90/166.205

UZINA MECANICĂ NICOLINA-IAȘI



produce şi livrează la cerere:

- Centrale de beton de 30 000 şi 60 000 m³/an
- Screpere pe cablu de 1,5 şi 3 m³
- Screpere tractate de 3 şi 8 m³
- Turbofreze pentru zăpadă montate pe tractoare U — 650 şi U — 400
- Echipamente de buldozer şi scarificator montate pe tractor S — 651
- Cupă screper pentru orezării
- Încărcătoare cu cupă de 0,8 şi 1,6 m³
- Silozuri de ciment de 25, 81, 250 tone
- Instalaţii de mixturi asfaltice de 8—10 t/h şi de 35—40 t/h
- Topitor bitum de 2500 l

Nicolina

* *

V/O „ELECTRONORGTEHNIKA" participă pentru prima oară la Tîrgul Internaţional de la Bucureşti şi expune la standul propriu CALCULATOARELE ELECTRONICE CU CLAVIATURĂ cu montaje integrate, fabricate de industria constructoare de aparate a Uniunii Sovietice: „ISKRA—110", „ISKRA—111" şi „ISKRA—122", destinate calculelor tehnice, ştiinţifice, matematice şi statistice.

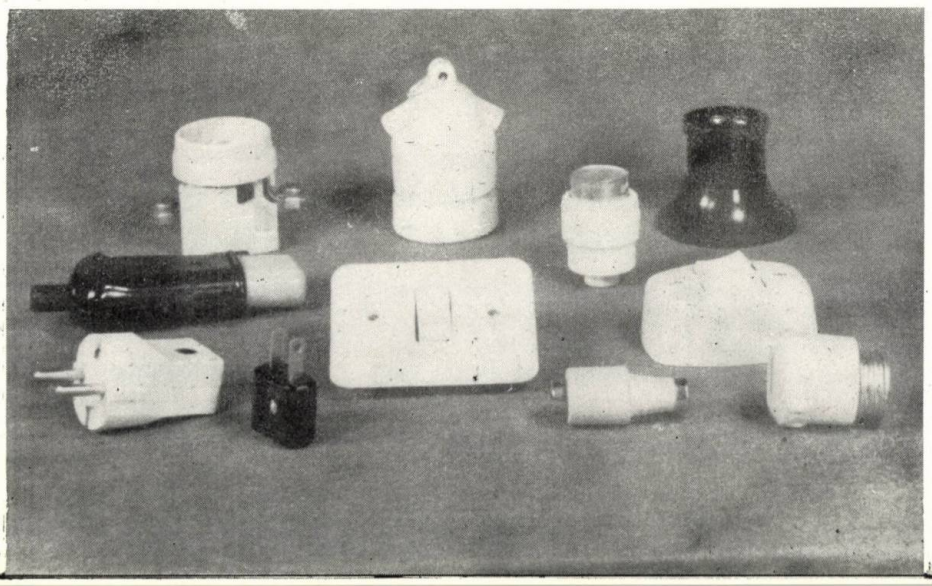
Vizitaţi standul nostru în Pavilionul Uniunii Sovietice la Tîrgul Internaţional de la Bucureşti în perioada 15—24 octombrie 1972.

Adresa noastră: V/O „ELECTRONORGTEHNIKA" 32/34, Smolenskaia—Sennaia MOSCOVA G—200 121200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telegrame: ELORG MOSCOVA 200
Telex: 7586

Electroimpex

ELECTROIMPEX — Bulgaria
Sofia, ul. G Washington 17
Telefon: 88—49—91
Telex: 575

EXPORTĂ în peste 50 de țări materiale pentru instalații electrice, de construcție modernă și cu calități tehnice superioare.



SCULE SOVIETICE CU DIAMANTE PULBERE ŞI PASTĂ

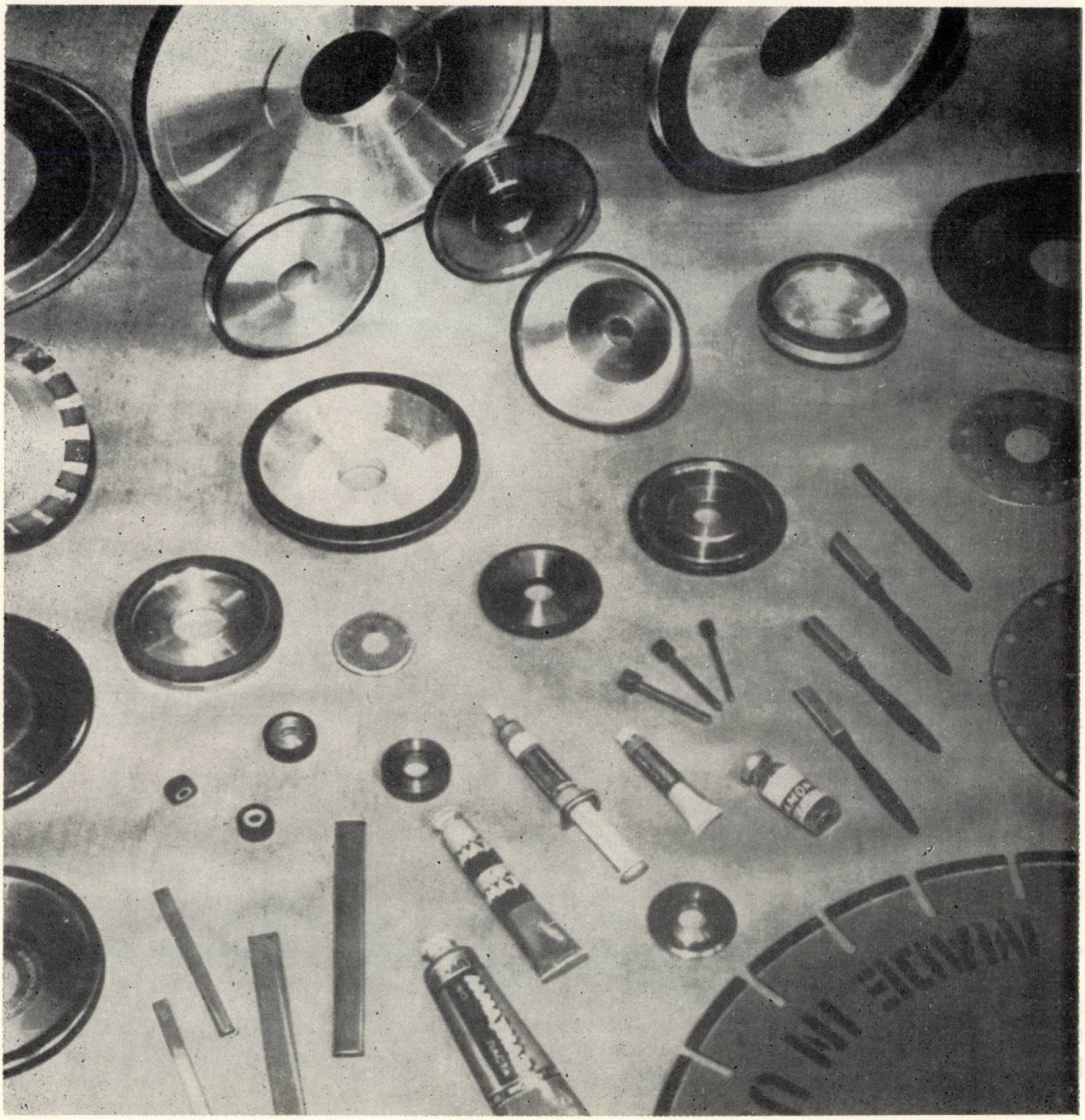
V. N. BAKULI

doctor în ştiinţe tehnice, director al Institutului pentru materiale extradure

Diamantele reprezintă materiale cu cele mai promiţătoare perspective care au revoluţionat tehnologia de prelucrare aproape în toate ramurile industriale, asigurînd cele mai înalte cerinţe privind precizia de prelucrare şi netezimea suprafeţei pieselor prelucrate.

Ce este însă mai important este faptul că, cu ajutorul diamantelor, se confecţionează piese din materialele cele mai dure şi greu de prelucrat ; prelucrarea unor astfel de materiale nu ar fi de loc posibilă sau ar costa foarte scump.

Diamantul posedă o serie întreagă de proprietăţi unicale fizice, mecanice, termice, electrice şi chimice. Cea mai valoroasă însă calitate a diamantului ca material pentru scule este duritatea

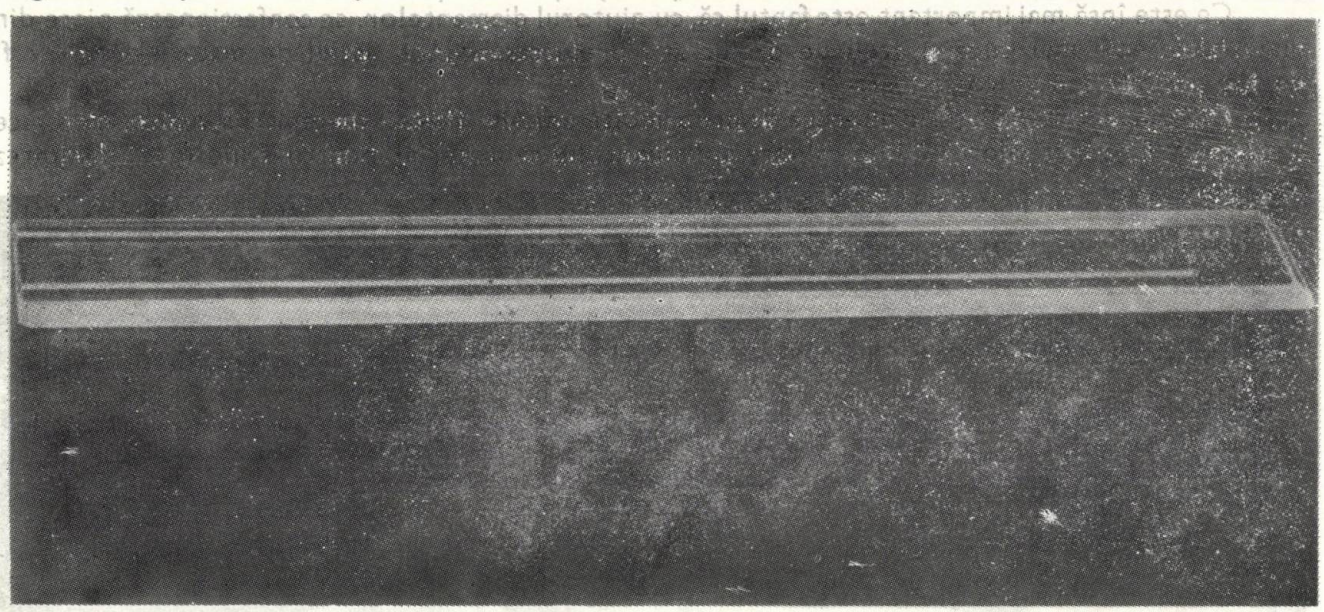


lui desăvîrşită, rezistenţa excepţională la uzură, rezistenţa înaltă şi conductibilitatea termică foarte bună. Sub raportul durităţii diamantul ocupă primul loc. Duritatea diamantului este superioară tuturor mineralelor cunoscute de om şi are o duritate mai mare de cîteva ori decît duritatea materialelor abrazive folosite în prezent în tehnică.

În ce priveşte rezistenţa la uzură, diamantul este superior de sute şi de mii de ori materialelor abrazive folosite în tehnică.

Cu cît materialul de prelucrat este mai dur şi mai friabil, cu atît se evidenţiază superioritatea diamantului în raport cu celelalte materiale abrazive.

În ce priveşte rezistenţa, diamantul de asemenea este superior tuturor materialelor abrazive cunoscute. Se menţionează, în mod special, că nici un material abraziv nu are o gamă atît de largă de variaţie a rezistenţei ca diamantul sintetic.



Conductibilitatea termică a diamantului nu numai că este superioară tuturor materialelor abrazive, dar depăşeşte de 4—5 ori conductibilitatea termică a cuprului considerat ca un material unic în această privinţă.

Conductibilitatea termică înaltă a diamantului în combinaţie cu dilataţia termică foarte joasă reprezintă încă o proprietate unică a diamantului—menţinerea stabilităţii dimensionale, care asigură diamantului o înaltă precizie a suprafeţei prelucrate.

Relativ nu de mult pulberea obţinută din diamante naturale se distingea numai după un singur indice — gradul de granulaţie. În U.R.S.S., la Institutul pentru materiale extradure, a fost elaborată o gamă întreagă de pulberi din diamante sintetice, cu o gamă largă de proprietăţi fizico-chimice şi de exploatare, în ce priveşte rezistenţa, friabilitatea, forma şi suprafaţa specifică a granulelor, capacitatea de autoascuţire, şi anume de reînnoire a muchiei tăietoare.

Mărcile diamantelor sintetice sovietice sînt binecunoscute în întreaga lume : — ASO, ASR, ASV, ASK, ASS, ASM, ASN.

În ce priveşte gradul de granulaţie se produc trei grupe :

— şlifpulbere, cu dimensiunea de la 40 pînă la 600 μm,

— micropulbere cu dimensiunea de la 1 pînă la 40 μm şi

— submicroni cu dimensiunea de la 0,1 pînă la 1 μm.

Gama largă de proprietăţi şi granulaţii ale diamantelor sintetice sovietice permite lărgirea considerabilă a domeniilor de folosire şi mărirea eficienţei de uzilizare a acestora.

În prezent se numără sute de domenii în care se folosesc diamantele sintetice care, în colaborarea strînsă a oamenilor de ştiinţă cu lucrătorii din industrie, se lărgesc zi de zi.

În Uniunea Sovietică a fost adoptat primul standard din lume pentru pulberea din diamantul sintetic (Gost 9206—70), care este în vigoare de la 1 ianuarie 1971. Prin noul standard se reglementează pentru prima dată în lume pentru şlifpulbere rezistenţa granulelor, iar pentru micropulberi — proprietatea abrazivă şi rugozitatea suprafeţei prelucrate de acestea.

Din diamante sintetice, în U.R.S.S. se produce o vastă nomenclatură de scule cu diamante — discuri abrazive de diferite forme și dimensiuni, discuri de retezat și ferăstraie, capete de honing și pile fine subțiri, burghie, creioane și role pentru îndreptarea discurilor de rectificat, discuri elastice și benzi pentru lustruit diamante pentru tăierea geamurilor, ace de gravat, precum și o mare diversitate de scule abrazive cu diamant confecționate pe diferiți lianți metalici, din ceramică și bachelită (fig. 1).

Pentru fiecare caz de folosire concretă se pot alege scule, care să asigure productivitatea maximă, precizia și netezirea necesară a suprafeței piesei cu un cost minim de prelucrare.

În afară de scule se produce o însemnată nomenclatură de paste de diamante sub raportul granulației și concentrației lor.

Folosirea diamantelor are o eficiență mai mare la prelucrarea materialelor dure ca geamuri, ceramică, germaniu, siliciu, rubin, granit, marmoră, aliaje dure și multe alte materiale greu de prelucrat.

Diamantele în producția modernă se folosesc fără excepție în toate ramurile industriale și chiar în biologie, medicină și în viața de toate zilele.

În ce privește eficiența s-a dovedit din practica Uniunii Sovietice că fiecare rublă investită pentru cumpărarea unei scule cu diamant aduce în medie o economie de minimum 4—5 ruble.

Prin folosirea diamantelor se mărește considerabil rezistența sculei, se îmbunătățește netezimea suprafeței prelucrate, se mărește gradul de precizie a prelucrării, fiabilitatea și durabilitatea mașinilor și aparatelor, perfecționarea tehnologiei și producției și toate acestea au ca rezultat creșterea productivității muncii, îmbunătățirea calității și reducerea prețului de cost.

În ultimii zece ani (1962—1971) consumul de diamante a crescut mai mult decît de 35 ori sau în medie mai mult de 45% anual. În același timp folosirea diamantelor naturale a crescut de 5,5 ori sau cu 18,6% anual, iar producția și consumul diamantelor sintetice au crescut de 295 ori.

În prezent, în Uniunea Sovietică, din fiecare 100 carate de diamante tehnice folosite în industrie, 85 carate revin diamantelor sintetice, iar la producția sculelor abrazive cu diamante — chiar 93 carate.

Uniunea Sovietică este în prezent o mare exportatoare de diamante sintetice și naturale și scule confecționate din acestea, care se livrează în peste 30 țări.

Diamantele contribuie în mare măsură la accelerarea progresului tehnic. Așa se explică atenția mare ce se acordă acestui material de către țările dezvoltate din punct de vedere industrial și, în primul rînd, de țări ca S.U.A., Japonia, R.F.G., Anglia.

Cu toate acestea, într-o serie de țări, diamantele sintetice și sculele confecționate din acestea se folosesc destul de rar. Prin ce se poate explica această rămînere în urmă? Probabil, în primul rînd prin aceea că în aceste țări nu se face o propagandă susținută privind avantajul diamantului ca material pentru confecționarea sculelor, nu s-a făcut un schimb suficient de experiență, iar într-o serie de cazuri nu s-au analizat suficient avantajele economice.Consumatorul, deseori, în locul cheltuielilor de exploatare pentru sculă, raportate la unitatea de producție, trage concluzii eronate, limitîndu-se numai la comparația cheltuielilor inițiale pentru scula abrazivă cu diamant și scula abrazivă obișnuită.

Cercetările științifice în domeniul diamantelor sintetice se desfășoară în Uniunea Sovietică pe scară largă cu participarea a peste 130 Institute de cercetări științifice, Institute superioare de învățămînt, întreprinderi și organizații care activează după un singur plan de coordonare.

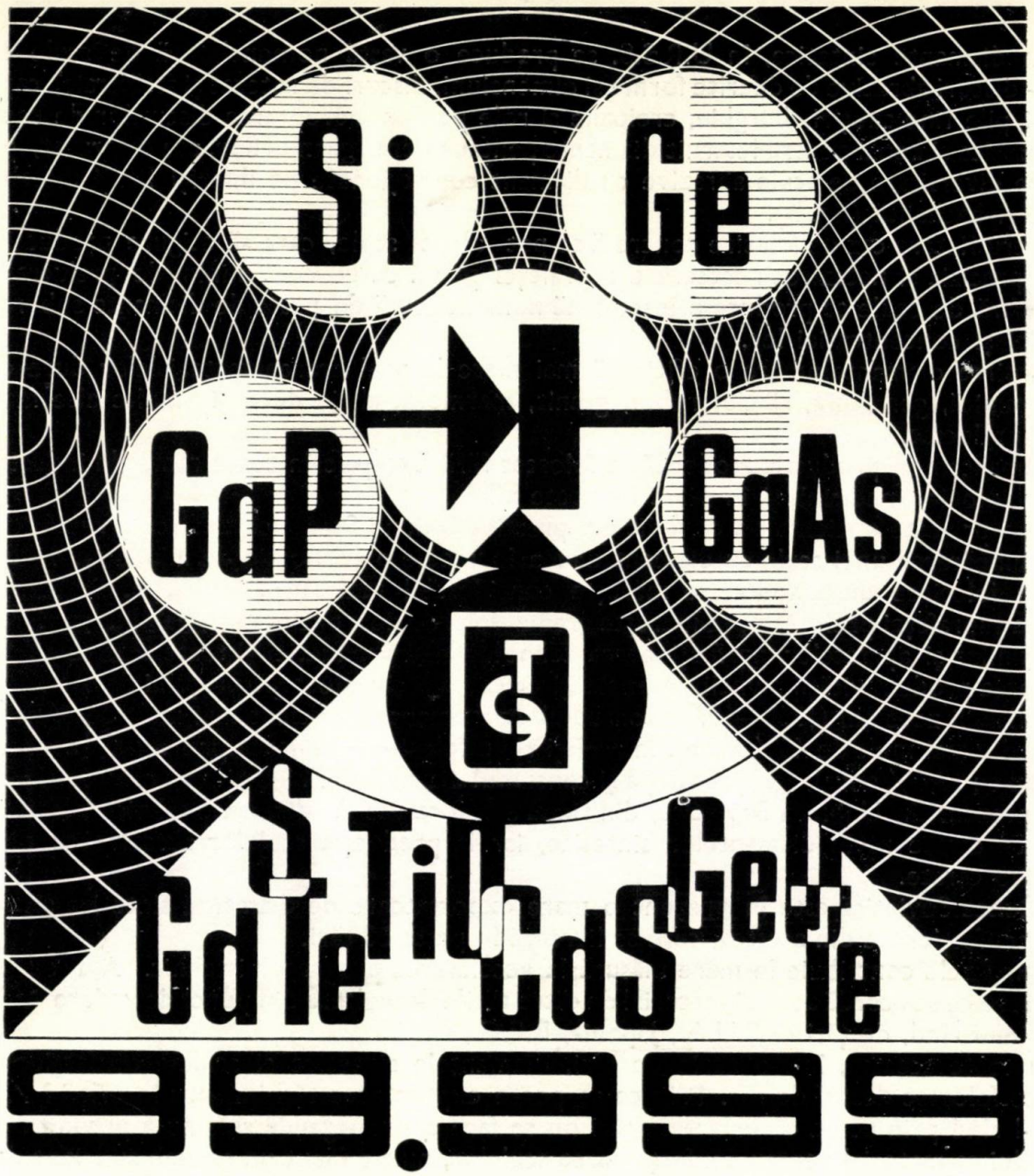
În prezent, diamantele sintetice se folosesc în peste 10 000 de întreprinderi sovietice. Numai Institutul pentru materiale extradure colaborează cu 8 000 de întreprinderi și organizații.

Autorul apreciază că ar fi indicat pentru industria României să profite de experiența bogată, acumulată de U.R.S.S. în domeniul prelucrării cu ajutorul sculelor cu diamante și introducerii acestor metode în întreprinderile industriale ale țării.

Dezvoltarea cu succes a tehnicii moderne de precizie, mărirea vitezelor și sarcinilor, folosirea pe scară largă a aliajelor dure, a oțelurilor de rezistență superioară greu de prelucrat și a materialelor sintetice, automatizarea și intensificarea proceselor de producție, forarea sondelor adînci și supraadînci — sînt astăzi de neconceput fără utilizarea largă a diamantului.

STANKOIMPORT — Moscova — U.R.S.S.

PUBLICOM



MATERIALE PENTRU ELECTRONICĂ

Straturi epitaxiale cu siliciu
Germaniu
monocristalin, policristalin
bioxid de germaniu cu puritatea de 99,99% și 99,9999%
Siliciu
monocristalin, policristalin
Produse extrapure, difuzante, compuși semiconductori
Monocristale ale compușilor semiconductori
Niobat de litiu, titanat de bariu

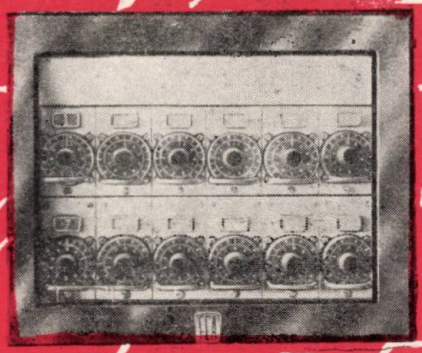
Techsnabexport

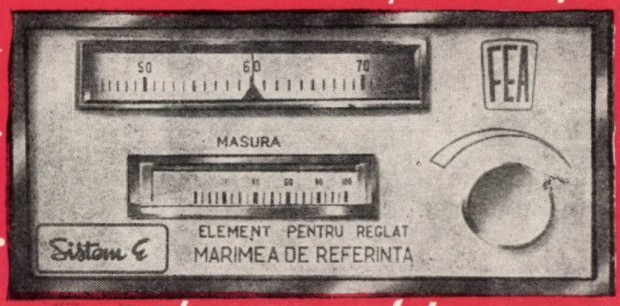
Adresa noastră :
V/K „TECHSNABEXPORT"
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon : 244-32-85
Telex : 7239

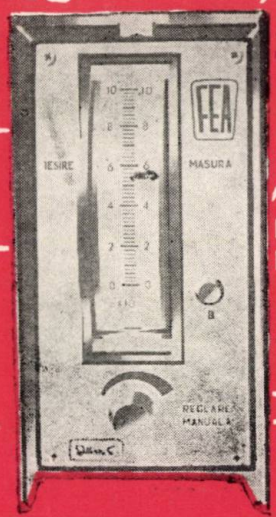
PUBLICOM

MAGYAR KERESKEDELMI KAMARA

Aparate de panou







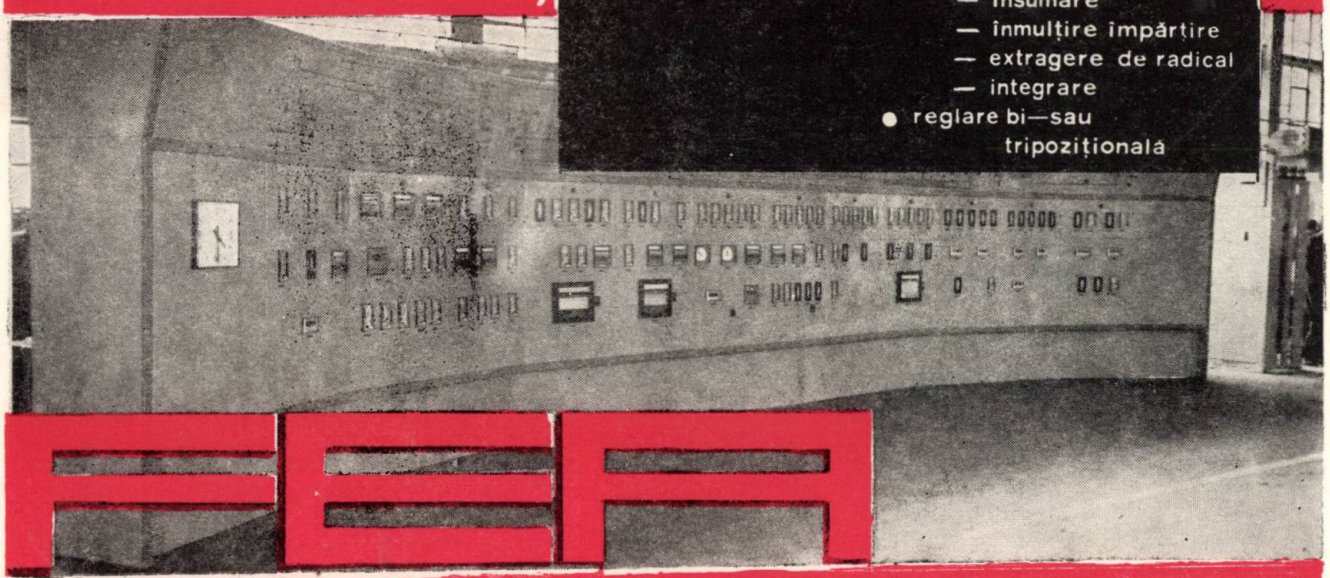
Alimentare
220 V, 50 60 Hz

Intrare → $i = f(i_i)$ → Ieșire corespunzătoare funcției realizate

0-5 sau 1-5 mAc.c.
0-10 sau 2-10 mAc.c.
0-20 sau 4-20 mAc.c.

Funcții:

- reglare automată PI sau PID
  - — simplă
  - — în cascadă
  - — de raport
- reglare manuală
- limitarea semnalului
- operații algebrice
  - — însumare
  - — înmulțire împărțire
  - — extragere de radical
  - — integrare
- reglare bi—sau tripozițională



FEA

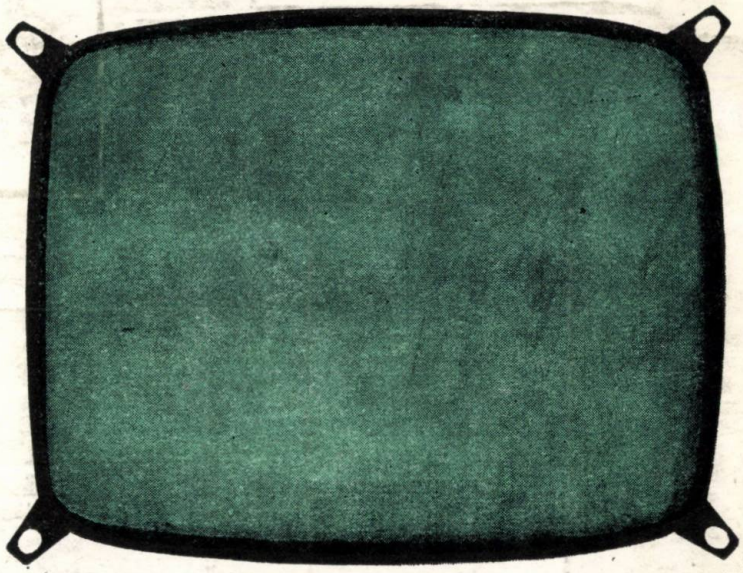
FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI
Calea Floreasca Nr 242—244 Bucuresti, Sector 2 — ROMÂNIA Telefon: 33.00.20 — Telex: 011.83.757

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19"), 59 cm (23"), 61 cm (24"), 65 cm (25") și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

1972 NOV 2 4



Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

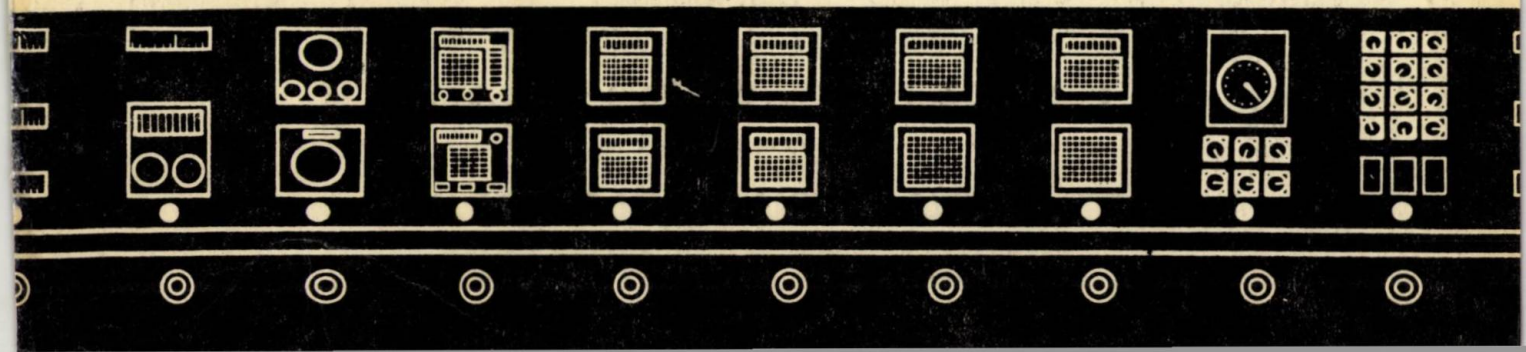
E 2551

TK

AUTOMATICA și ELECTRONICA

6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 16 ● Nr. 6 ● NOIEMBRIE — DECEMBRIE 1972



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Produce:

COMPONENTE PASIVE

REZISTOARE

— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE

— cu coeficient de temperatură negativ

CONDENSATOARE

— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie și ceară
— hîrtie și ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

CABLAJE IMPRIMATE

— simplu față
— dublu față

COMPONENTE ACTIVE CU Ge

TRANZISTOARE

— de joasă frecvență
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvență și drift de mică putere

DIODE

— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

COMPONENTE ACTIVE CU Si

TRANZISTOARE PLANARE

— de înaltă frecvență și comutație

DIODE

— stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

CIRCUITE INTEGRATE

LOGICE

— de viteză medie
— rapide

LINIARE

10 ani

1962 • 1972

TELEFON 33.38.30 TELEX 011.203

SERV. DESFACERE: 33.53.22 — 33.53.17

Str. EROU IANCU NICOLAIE Nr. 32
BUCUREȘTI II — ROMÂNIA

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVI (pag. 249—292) **nr. 6, noiembrie—decembrie** **București, 1972**

ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA LA 25 DE ANI DE LA PROCLAMAREA REPUBLICII

Se împlinesc anul acesta, la 30 decembrie, douăzeci și cinci de ani de la proclamarea Republicii, un pătrar de veac de cînd țara noastră, avîntată pe drumul industrializării socialiste obține, succese tot mai importante. Realizări deosebite au fost înregistrate în acești ani de muncă entuziastă în toate sectoarele de activitate. Dacă ne referim la industria construcțiilor de mașini, ramură cu cel mai pronunțat rol în înzestrarea tehnică a economiei naționale, avem satisfacția să constatăm că în 1970 volumul acestei industrii era de peste 47 ori mai mare față de 1938, de peste 26 ori mai mare față de 1950 și de două ori mai mare față de anul 1965. Aceste creșteri substanțiale, care permit industriei construcțiilor de mașini să asigure, în prezent, mai mult de 2/3 din nevoile de înzestrare tehnică a ramurilor economiei naționale, au fost posibile prin dezvoltarea armonioasă a tuturor subramurilor acestei industrii. Spre exemplu, în perioada ultimului cincinal 1966—1970 producția în mecanica fină și optică a crescut de două ori, în industria electrotehnică de 2,5 ori ca, de altfel, și în producția de mașini-unelte pentru așchierea metalelor, iar industria electronică a crescut de 2,8 ori, marcînd astfel cea mai mare creștere față de celelalte subramuri ale construcției de mașini și utilaje. Obținerea acestei creșteri s-a realizat și prin elaborarea, în cadrul planului general de dezvoltare a economiei, a unor programe speciale. Datorită lor, ritmul mediu anual de creștere al industriei electronice a fost cu 7 % mai mare față de cele 16 procente prevăzute în Directivele Congresului al IX-lea al Partidului Comunist Român.

De la an la an, pe harta industrială a Republicii au apărut tot mai multe uzine moderne specializate în fabricația produselor electronice și de automatizare (din rîndul cărora amintim uzinele Electronica, Electrofar, Steaua electrică, Întreprinderea de piese radio și semiconductoare, Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale București, Fabrica de ferite Urziceni, Uzina de cinescoape Pipera etc.), tot mai multe secții noi în uzinele existente. Paralel cu întărirea bazei materiale a acestei industrii s-a intensificat și activitatea de cercetare științifică aplicativă. Astfel în anii cincinalului trecut au luat ființă două institute — Institutul de cercetări electronice și Institutul de tehnică de calcul — și un Centru de cercetare și proiectare componente electronice la Băneasa. Pe baza activității acestor organisme științifice a fost posibilă introducerea în fabricația uzinelor amintite a numeroaselor produse noi, sînt întreprinse cercetări în toate domeniile electronicii.

O dată cu accentuarea ritmului de dezvoltare, industria electronică din România a cunoscut o serie de importante modificări structurale, pentru a putea răspunde astfel într-o măsură tot mai mare solicitărilor celorlalte sectoare de activitate. Dacă la sfîrșitul anului 1965 din totalul producției electronice produsele electronice de larg consum reprezentau 74 %, electronica industrială 17,5%, iar componentele electronice (pentru produsele electronice de larg consum) 8,5 %, cinci ani mai tîrziu, la finele anului 1970, structura era alta : 53 % pentru electronica de larg consum, 32 % pentru electronica industrială și 15 % pentru componentele electronice (în majoritatea lor neprofesionale). În prezent, în țara noastră se fabrică curent o variată gamă de aparate electronice industriale și profesionale, precum și produse electronice de larg consum.

Să ne oprim, de exemplu, la aparatura destinată măsurării mărimilor electrice, realizată astăzi în țara noastră după proiecte originale, care cuprinde o gamă întinsă de osciloscoape, aparate analogice și numerice de măsurat, aparatură care răspunde necesităților laboratoarelor de cercetare și uzinale, fabricilor cu profil electronic și de automatizări ca și celor cu un înalt grad de automatizare din orice profil industrial, învățămîntului mediu tehnic și celui superior. Și aparatura pentru măsurarea mărimilor neelectrice se dovedește la fel de diversă, performanțele ei situîndu-se la nivelul performanțelor aparaturii executate de cele mai reputate firme străine. Sînt de amintit aparatele de concepție și execuție românească pentru măsurarea cuplului, a puterii, a aparaturii de tensometrie și vibrometrie etc. În ceea ce privește aparatura de investigare și tratament în medicină ea a cunoscut datorită electronizării o evoluție rapidă. În acest fel în spitalele din patria noastră și-au făcut apariția instalații moderne complexe, de supraveghere a pacienților, ceea ce altădată era posibil numai prin măsurători secvențiale. Stimulate de nevoile mereu crescînde de pe marile șantiere de construcții, din transporturi, exploatări forestiere, din

marină şi din aviaţie, realizările în domeniul radiocomunicaţiilor profesionale se succed şi ele într-un ritm alert contribuind direct la dinamizarea şi modernizarea activităţii lor. Succese remarcabile se înregistrează, de la o zi la alta, în domeniul realizării aparaturii de calcul, această omniprezentă tehnică în toate sectoarele de activitate din ţara noastră. O fabrică special construită în acest scop în Bucureşti — Fabrica de calculatoare — a devenit, la puţină vreme de la intrarea ei în funcţiune, binecunoscută prin calculatoarele electronice pe care a început să le execute în serie CE—30, CE—33 şi, mai recent, Felix C—256, atît pentru necesităţile economiei interne, cît şi pentru a răspunde solicitărilor din exterior.

Datorită echipamentului modern de care dispun, cadrelor calificate ce lucrează în industria electronică din ţara noastră, activităţii neobosite din institutele de cercetări şi proiectări, uzinele româneşti produc astăzi la un înalt nivel, în afara produselor amintite, şi miezuri de ferită solicitate în construcţia aparaturii electronice, diverse tipuri de transistoare, tiristoare, diode, elemente electronice necesare schemelor de automatizare, precum şi o multitudine de radioreceptoare şi televizoare staţionare sau portabile. Să amintim de pildă noile radioreceptoare „Cora", „Gold-star" „Neptun", „Select", „Milcov", „Maestro-stereo" ca şi televizoarele staţionare „Olimpic", „Diana", „Jupiter", „Saturn" sau cele portabile „Jockey" şi „Midinette", care au trezit în rîndurile marelui public vizitator al celui de al doilea Tîrg Internaţional Bucureşti un viu interes.

Unanime aprecieri a întrunit şi aparatura destinată automatizării celor mai diferite procese şi obiective industriale. Astfel, în industria chimică s-a realizat, printre altele, instalaţia de automatizare pentru linia II negru de fum de pe platforma petrochimică din Piteşti, instalaţii de automatizare pentru liniile de acid fosforic de la Uzina de superfosfaţi şi acid sulfuric Năvodari, de la Uzina chimică din Valea Călugărească, Combinatele de îngrăşăminte de la Slobozia şi Tîrgu Mureş; pentru industria construcţiilor de maşini au fost concepute şi realizate echipamentele de automatizare pentru familiile de maşini-unelte fabricate în ţară (strunguri carusel, maşini de frezat şi alezat, de rectificat, găurit etc.), pentru seriile de cazane de abur, apă caldă şi apă fierbinte, pentru cuptoarele de tratamente termice; pentru industria materialelor de construcţii au fost realizate sau sînt în curs de realizare instalaţii de automatizare pentru linii de ciment de diferite capacităţi (800 tone/24 ore — 3000 tone/24 ore) cu procedeu umed sau uscat; etc.

Realizări importante sînt prevăzute a fi obţinute, în domeniul electronicii şi automaticii şi în anii următori. Astfel, Directivele Congresului al X-lea al Partidului Comunist Român privind planul de dezvoltare economico-socială a Republicii Socialiste România pe anii 1971—1975 prevăd o creştere a industriei electronice de 2,2 — 2,4 ori în 1975 faţă de 1970. Ca urmare a angajamentelor luate în urma chemării la întrecere de către Conferinţa extraordinară a organizaţiei de partid a muncipiului Bucureşti pentru realizarea planului cincinal în patru ani şi jumătate, producţia de aparatură electronică, componente electronice şi bunuri de consum va fi în 1975 de circa 3,5 ori mai mare faţă de 1970. Ponderea industriei electronice în totalul industriei electrotehnice va creşte în continuare de la 28 % în 1970 la peste 31% în 1975. În conformitate cu studiile efectuate, structura producţiei se va îmbunătăţi, ajungînd în anul 1975 la 41% aparate electronice industriale şi profesionale, 33 % componente electronice (din care majoritatea profesionale) şi 26 % aparate electronice de larg consum.

Se prevăd a fi asimilate o serie de produse noi pe baza unor tehnologii de vîrf : componente radio, piese radio (rezistenţe cu peliculă metalică, varistoare, condensatoare cu tantal), dispozitive semiconductoare cu siliciu (diode, transistoare, circuite integrate), ferite moi şi plastice, aparate electronice de larg consum (picupuri şi magnetofoane), aparatură radioelectronică profesională şi altele. O largă grupă de produse noi urmează să fie asimilate pe bază de cercetare proprie, prin diversificarea produselor fabricate după licenţe sau prin modernizarea producţiei curente. Trebuie remarcat faptul că la finele cincinalului trecut şi în cincinalul actual în uzinele noastre se dezvoltă tehnici şi tehnologii complet noi în domeniul tehnicii de calcul. În acest cincinal urmează să crească gradul de integrare a calculatoarele electronice şi la echipamentele periferice.

Vor fi realizate calculatoare electronice mici, piese de radio şi dispozitive semiconductoare (tiristoare), se vor profesionaliza componentele electronice, noi tipuri de cinescoape, noi tipuri de lămpi cu halogeni, circuite integrate logice şi liniare, precum şi aparatură electronică profesională. Numărul tipurilor de noi produse asimilate în anii 1971—1975 va fi de peste 1000, iar ponderea produselor noi în totalul producţiei va fi de peste 82 % în 1975. Este prevăzută intrarea în funcţiune în cursul acestui cincinal a Fabricii de echipamente periferice Bucureşti, a Secţiei de perfoverificatoare Bucureşti şi a Secţiei de materiale pure pentru industria electronică Băneasa; de asemenea, dezvoltări noi în toate uzinele prin echiparea acestora cu linii de fabricaţie pentru circuite imprimate multistrat, linii de fabricaţie pentru dispozitive semiconductoare cu siliciu (diode, tiristoare, transistoare şi circuite integrate, inclusiv măşti tehnologice), linii de fabricaţie piese radio (rezistenţe cu peliculă metalică, condensatoare cu tantal etc.) etc.

Toate aceste date ilustrează fidel atenţia deosebită acordată de conducerea de partid şi de stat din ţara noastră industriei electronice, această ramură de vîrf a economiei româneşti, chemată să aibă, de la an la an, un rol tot mai important în desfăşurarea întregii noastre vieţi economice.

Ing. I.S. LAZĂR (M. Sc. in Computer Science) şi ing. D. ALMER

ALGORITM ŞI PROGRAM PENTRU DETERMINAREA CLASELOR DE ECHIVALENŢĂ ALE FUNCŢIILOR LOGICE

Dezvoltarea accelerată a producţiei de calculatoare electronice precum şi creşterea gradului de complexitate al acestor echipamente au condus la utilizarea pe scară din ce în ce mai mare a metodelor de proiectare automată, respectiv la folosirea calculatoarelor în principalele etape de proiectare a unor tipuri noi de calculatoare.

În acest sens, prezenta lucrare îşi propune rezolvarea uneia dintre primele probleme legate de proiectarea automată a schemelor logice combinaţionale, şi anume stabilirea unui algoritm şi a unui program pentru clasificarea funcţiilor logice combinaţionale în clase de echivalenţă de tip prin permutarea variabilelor.

Pe baza determinării acestor clase de echivalenţă se vor putea întocmi cataloage de scheme logice optime pentru $n = 2$, 3 şi 4 variabile binare în care nu este necesar să se analizeze totalitatea funcţiilor logice corespunzătoare numărului de variabile binare (2^{2^n}) ci un număr mult mai mic, respectiv funcţiile logice caracteristice ale fiecărei clase de echivalenţă (anexa 1, tabela 7). Astfel, prin proiectarea optimă a schemei logice care realizează funcţia caracteristică a unei clase, se poate obţine schema optimă a fiecărei funcţii din clasa respectivă prin simpla permutare a variabilelor de intrare; totodată, stabilirea claselor de echivalenţă pentru $n = 2$, 3 şi 4 variabile binare permite determinarea funcţiilor logice simetrice, parţial simetrice şi asimetrice cu ajutorul cărora se pot iniţia studii privind realizarea unor elemente logice complexe în cazul tehnologiei circuitelor integrate pe scară largă.

I. Algoritm pentru determinarea claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice prin permutarea variabilelor

1. Clase de echivalenţă ale funcţiilor logice prin permutarea variabilelor

În anexa 1 se prezintă pe scurt criteriile de clasificare a funcţiilor logice în clase de echivalenţă.

Pentru exemplificarea modului de stabilire al clasei de echivalenţă a unei funcţii logice prin permutarea variabilelor se consideră funcţia de trei variabile binare $f_2 = \bar{a}.\bar{b}.c$. (fig. 1,*a*); numărul caracteristic reprezentat de echivalentul zecimal al numărului binar care descrie această funcţie $(00000010)_2 = (2)_{10}$ poate înlocui expresia logică a funcţiei. În cazul în care se permută, de exemplu, două variabile, se obţine o funcţie echivalentă cu altă expresie logică şi alt număr caracteristic. Astfel, pentru funcţia de mai sus, permutînd variabila *b* cu variabila *c* se obţine funcţia echivalentă din figura 1,*b*, adică $f_4 = \bar{a}.b.\bar{c}$, care are numărul caracteristic $(00000100)_2 = (4)_{10}$.

În general, pentru o funcţie de trei variabile binare $f(a,b,c)$, dată prin tabela de adevăr

a	b	c	$f_2 = \bar{a}\bar{b}c$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

a) funcţia iniţială $f_2 = \bar{a}\bar{b}c$

a	c	b	$f_4 = \bar{a}b\bar{c}$
0	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	0	0
1	1	0	0
1	0	1	0
1	1	1	0

b) funcţia echivalentă $f_4 = \bar{a}b\bar{c}$

Aut. 304

Fig. 1. Funcţii echivalente obţinute prin permutarea variabilelor *b* şi *c*.

a	b	c	f
0	0	0	a_0
0	0	1	a_1
0	1	0	a_2
0	1	1	a_3
1	0	0	a_4
1	0	1	a_5
1	1	0	a_6
1	1	1	a_7

a) numărul caracteristic al funcției f este $(a_7\ a_6\ a_5\ a_4\ a_3\ a_2\ a_1\ a_0)_2$

a	c	b	g
0	0	0	a_0
0	1	0	a_1
0	0	1	a_2
0	1	1	a_3
1	0	0	a_4
1	1	0	a_5
1	0	1	a_6
1	1	1	a_7

b) $g(a,b,c) = f(a,c,b)$

a	c	b	g
0	0	0	a_0
0	0	1	a_2
0	1	0	a_1
0	1	1	a_3
1	0	0	a_4
1	0	1	a_6
1	1	0	a_5
1	1	1	a_7

c) numărul caracteristic al funcției g este $(a_7\ a_5\ a_6\ a_4\ a_3\ a_1\ a_2\ a_0)_2$

Fig. 2. Funcţii echivalente obţinute prin permutarea variabilelor b şi c.

din figura 2,*a*, dacă se permută variabila b cu variabila c rezultă funcţia :

$$g(a,b,c) = f(a,c,b)$$

definită prin tabela de adevăr din figura 2,*b* ; prin rearanjarea acestei tabele de adevăr astfel încît valorile echivalente tripletului de intrare (a,c,b) să fie crescătoare, se obţine tabela de adevăr din figura 2,*c*, în care funcţia g are ca număr caracteristic numărul $(a_7\ a_5\ a_6\ a_4\ a_3\ a_1\ a_2\ a_0)_2$.

În mod analog se pot stabili expresiile numerelor caracteristice şi pentru restul cazurilor de permutare a variabilelor (a cu b, a cu c etc.) ; toate aceste expresii sînt utilizate în cadrul programului de stabilire a claselor de echivalenţă.

Pentru n variabile binare există $n!$ permutări posibile, astfel că numărul maxim de funcţii echivalente într-o clasă este egal cu n! (acesta este cazul funcţiilor asimetrice, adică acele funcţii la care pentru orice permutare posibilă a variabilelor se obţine o altă funcţie logică distinctă din clasa respectivă).

Prin convenţie se admite că funcţia cu numărul caracteristic cel mai mic este funcţia caracteristică a clasei.

2. *Organigrama generală a algoritmului*

Organigrama generală a algoritmului pentru determinarea claselor de echivalenţă prin permutarea variabilelor este prezentată în figura 3.

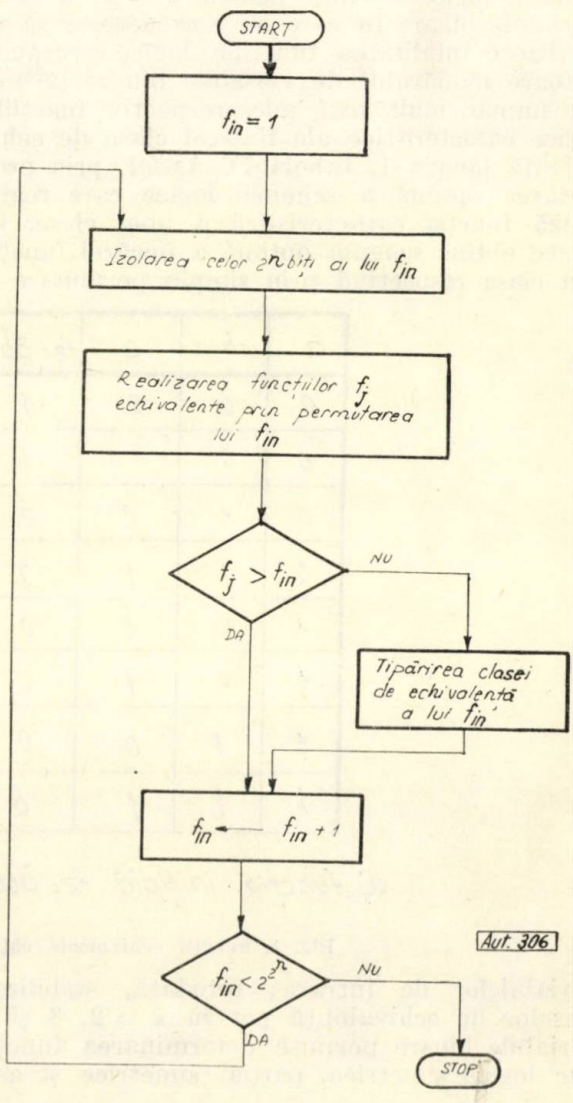


Fig. 3. Organigrama generală a algoritmului pentru determinarea claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice, prin permutarea variabilelor.

Tabela 1

Durata programului pentru determinarea claselor de echivalenţă (în secunde)

	n=3 variabile binare		n=4 variabile binare	
	U.C	Total	U.C	Total
Compilare	8,42	61	13,02	95
Editorea de legături	2,18	25	2,04	26
Execuţie	3,47	20	912,71	1090
Total	14,07	106	927,77	1211

Se consideră un cuvînt f_{in} format din 2 octeţi şi care reprezintă numărul caracteristic al funcţiei pentru care se caută funcţiile echivalente. Biţii acestui cuvînt pot fi separaţi şi memoraţi, după care se construiesc funcţiile echivalente pentru fiecare caz de permutare a variabilelor, aşa cum s-a indicat în subcapitolul 1.

Dacă numărul caracteristic al funcţiei este cel mai mic în raport cu numerele caracteristice ale funcţiilor obţinute prin permutarea variabilelor, rezultă că această funcţie, împreună cu funcţiile echivalente, formează o clasă de echivalenţă care este memorată în vederea tipăririi.

Dacă una dintre funcţiile obţinute prin permutarea variabilelor are un număr caracteristic mai mare decît funcţia iniţială, rezultă că funcţiile obţinute prin permutare reprezintă o clasă de echivalenţă realizată anterior.

Se trece apoi la procedura de revenire, prin care se măreşte valoarea iniţială a funcţiei cu o unitate şi se testează dacă algoritmul s-a terminat, prin compararea acestei valori cu 2^{2^n}; dacă algoritmul nu s-a terminat, procedeul se repetă.

A fost realizată şi o variantă a acestui algoritm în care:

— iniţializarea este identică cu cea din primul algoritm;

— pentru o funcţie dată, care este o funcţie caracteristică a unei clase, se găsesc funcţiile echivalente şi se şterg din tabela celor 2^{2^n} funcţii distincte;

— se trece apoi la următoarea funcţie rămasă în tabelă.

Acest algoritm este mai simplu şi mai rapid pentru $n = 3$ variabile binare, în care caz tabela conţine 256 de poziţii. Pentru $n = 4$ variabile binare, tabela trebuie să conţină 65 536 de locaţii de dimensiunea unui cuvînt; memoria internă a calculatorului utilizat are o capacitate de 64 k octeţi, astfel încît nu pot fi memorate simultan atît programul cît şi tabela de funcţii. Soluţia ar fi ca tabela de funcţii să se memoreze într-o memorie externă (de exemplu pe disc), dar în acest caz apelările frecvente la memoria externă ar consuma un timp apreciabil, astfel încît s-a utilizat primul algoritm descris.

Tabela 2

Clase de funcţii logice echivalente pentru n=3 variabile binare

Funcţia caracteristică a clasei	Funcţii echivalente	Funcţia caracteristică a clasei	Funcţii echivalente
0		128	
1		129	
2	4, 16	130	132, 144
3	5, 17	131	133, 145
6	18, 20	134	146, 148
7	19, 21	135	147, 149
8	32, 64	136	160, 192
9	33, 65	137	161, 193
10	12, 34, 48, 68, 80	138	140, 162, 176, 196, 208
11	13, 35, 49, 69, 81	139	141, 163, 177, 197, 209
14	50, 84	142	178, 212
15	51, 85	143	179, 213
22		150	
23		151	
24	36, 66	152	164, 194
25	37, 67	153	165, 195
26	28, 38, 52, 70, 82	154	156, 166, 180, 198, 210
27	29, 39, 53, 71, 83	155	157, 167, 181, 199, 211
30	54, 86	158	182, 214
31	55, 87	159	183, 215
40	72, 96	168	200, 224
41	73, 97	169	201, 225
42	76, 112	170	204, 240
43	77, 113	171	205, 241
44	56, 74, 88, 98, 100	172	184, 202, 216, 226, 228
45	57, 75, 89, 99, 101	173	185, 203, 217, 227, 229
46	58, 78, 92, 114, 116	174	186, 206, 220, 242, 244
47	59, 79, 93, 115, 117	175	187, 207, 221, 243, 245
60	90, 102	188	218, 230
61	91, 103	189	219, 231
62	94, 118	190	222, 246
63	95, 119	191	223, 247
104		232	
105		233	
106	108, 120	234	236, 248
107	109, 121	235	237, 249
110	122, 124	238	250, 252
111	123, 125	239	251, 253
126		254	
127		255	

II. Clase de echivalenţă ale funcţiilor logice

Pe baza algoritmului prezentat s-a întocmit programul pentru determinarea claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice pentru $n = 3$ şi $n = 4$ variabile binare; programul a fost scris în limbaj ASSIRIS (310 cartele), a fost rulat pe un calculator FELIX C-256, iar duratele diverselor faze ale programului sînt indicate în tabela 1.

Rezultatele programului au dus la obţinerea celor 80 de clase de funcţii logice echivalente pentru $n = 3$ variabile binare (tabela 2) şi, respectiv, a celor 3 984 de clase pentru $n = 4$ variabile binare.

Aşa cum rezultă din tabela 2, clasele de funcţii logice echivalente pentru trei variabile binare se împart în trei categorii:

a) clase de funcţii care conţin o singură funcţie; aceste funcţii sînt perfect simetrice (orice permutare de variabile duce la obţinerea funcţiei iniţiale) şi sînt în total 16 asemenea funcţii* (tabela 3);

b) clase de funcţii care conţin trei funcţii; aceste funcţii sînt parţial simetrice (numai o parte din permutări determină obţinerea aceleiaşi funcţii logice) şi s-au obţinut 48 de clase de funcţii care conţin în total 144 de funcţii logice;

Tabela 3

Funcţii simetrice pentru 3 variabile binare

Nr. crt.	Echivalentul zecimal al funcţiei logice	Expresia logică
1	f0	0
2	f1	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}$
3	f22	$\bar{a}\bar{b}c + \bar{a}b\bar{c} + a\bar{b}\bar{c}$
4	f23	$\bar{a}\bar{b} + \bar{a}\bar{c} + \bar{b}\bar{c}$
5	f104	$\bar{a}bc + a\bar{b}c + ab\bar{c}$
6	f105	$\bar{a}b\bar{c} + a\bar{b}c + ab\bar{c} + \bar{a}\bar{b}\bar{c} = \overline{a \oplus b \oplus c}$
7	f126	$a\bar{b} + b\bar{c} + \bar{a}c$
8	f127	$\bar{a} + \bar{b} + \bar{c}$
9	f128	abc
10	f129	$abc + \bar{a}\bar{b}\bar{c}$
11	f150	$abc + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}\bar{b}c = a \oplus b \oplus c$
12	f151	$\bar{a}\bar{b} + \bar{a}\bar{c} + \bar{b}\bar{c} + abc$
13	f232	$ab + ac + bc$
14	f233	$ab + ac + bc + \bar{a}\bar{b}\bar{c}$
15	f254	$a + b + c$
16	f255	1

* În general, numărul total al funcţiilor perfect simetrice este egal cu 2^{1+n}; pentru $n=3$ variabile binare există 16 funcţii perfect simetrice, iar pentru $n=4$ variabile binare există 32 de funcţii perfect simetrice.

c) clase de funcţii care conţin şase funcţii; aceste funcţii sînt asimetrice şi s-au obţinut 16 asemenea clase de funcţii care conţin în total 96 de funcţii logice.

Rezultatele obţinute pentru $n = 4$ variabile binare au permis împărţirea claselor de funcţii logice echivalente în şase categorii astfel:

a) clase de funcţii perfect simetrice; în total au rezultat 32 asemenea funcţii, care sînt prezentate în tabela 4;

b) clase de funcţii parţial simetrice, care conţin trei funcţii; au rezultat 32 asemenea clase cu un total de 96 de funcţii;

c) clase de funcţii parţial simetrice, care conţin patru funcţii; au rezultat 224 asemenea clase cu un total de 896 de funcţii;

d) clase de funcţii parţial simetrice, care conţin şase funcţii; au rezultat 224 asemenea clase cu un total de 1 344 de funcţii;

e) clase de funcţii parţial simetrice, care conţin 12 funcţii; au rezultat 1 680 asemenea clase cu un total de 20 160 de funcţii;

Tabela 4

Funcţii simetrice pentru 4 variabile binare

Nr. crt.	Echivalentul zecimal al funcţiei logice	Expresia logică
1	0	0
2	1	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
3	278	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}\bar{b}c\bar{d} + \bar{a}b\bar{c}\bar{d} + a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
4	279	$\bar{a}\bar{b}c + \bar{a}b\bar{d} + a\bar{c}\bar{d} + b\bar{c}\bar{d}$
5	5736	$\bar{a}\bar{b}cd + \bar{a}b\bar{c}d + \bar{a}bc\bar{d} + a\bar{b}\bar{c}d + a\bar{b}c\bar{d} + ab\bar{c}\bar{d}$
6	5737	$\bar{a}\bar{b}cd + \bar{a}b\bar{c}d + \bar{a}bc\bar{d} + a\bar{b}\bar{c}d + a\bar{b}c\bar{d} + ab\bar{c}d + ab\bar{c}\bar{d}$
7	6014	$a\bar{b}c + b\bar{c}d + c\bar{d}a + d\bar{a}b + cb\bar{d} + d\bar{a}\bar{c}$
8	6015	$\bar{a}\bar{b} + \bar{a}c + \bar{a}d + b\bar{c} + b\bar{d} + c\bar{d}$
9	26752	$abcd + ab\bar{c}d + a\bar{b}cd + \bar{a}bcd$
10	26753	$abcd + ab\bar{c}d + a\bar{b}cd + \bar{a}bcd + a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
11	23030	$abcd + ab\bar{c}d + a\bar{b}cd + \bar{a}bcd + a\bar{b}\bar{c}d + a\bar{b}c\bar{d} + ab\bar{c}\bar{d} + \bar{a}b\bar{c}\bar{d} + a\bar{b}cd = a \oplus b \oplus c \oplus d$
12	27031	$abc\bar{d} + ab\bar{c}d + a\bar{b}cd + \bar{a}bcd + a\bar{b}\bar{c}\bar{d} + \bar{a}b\bar{d} + \bar{a}cd + b\bar{c}\bar{d}$
13	32488	$ab\bar{c} + bc\bar{d} + cd\bar{a} + da\bar{b} + a\bar{c}d + \bar{b}d\bar{c}$
14	32489	$ab\bar{c} + bc\bar{d} + cd\bar{a} + da\bar{b} + a\bar{c}d + b\bar{d}c + \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
15	32766	$a\bar{b} + a\bar{c} + a\bar{d} + \bar{a}b + \bar{a}c + \bar{a}d$
16	32767	$\bar{a} + \bar{b} + \bar{c} + \bar{d}$
17	32768	$abcd$
18	32769	$abcd + \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
19	33046	$abcd + ab\bar{c}\bar{d} + a\bar{b}cd + a\bar{b}\bar{c}\bar{d} + \bar{a}b\bar{c}\bar{d}$
20	33047	$\bar{a}bc + \bar{a}b\bar{d} + \bar{a}cd + b\bar{c}\bar{d} + abc$
21	38504	$ab\bar{c}\bar{d} + a\bar{b}cd + a\bar{b}c\bar{d} + a\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}bcd + \bar{a}b\bar{c}\bar{d} + \bar{a}\bar{b}cd + \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} + abcd$
22	38505	$abcd + ab\bar{c}d + a\bar{b}cd + a\bar{b}c\bar{d} + a\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}bcd + \bar{a}b\bar{c}\bar{d} + \bar{a}\bar{b}cd + a\bar{b}\bar{c}\bar{d} = a \oplus b \oplus c \oplus d$
23	38782	$ab\bar{c} + bc\bar{d} + cd\bar{a} + da\bar{b} + cb\bar{d} + d\bar{a}\bar{c} + abcd$
24	38783	$\bar{a}\bar{b} + \bar{a}\bar{c} + \bar{a}\bar{d} + b\bar{c} + b\bar{d} + c\bar{d} + abcd$
25	59520	$abc + ab\bar{d} + a\bar{c}d + \bar{b}cd$
26	59521	$abc + ab\bar{d} + a\bar{c}d + \bar{b}cd + \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
27	59798	$abc + ab\bar{d} + a\bar{c}d + \bar{b}cd + \bar{a}bc\bar{d} + \bar{a}\bar{b}cd + \bar{a}b\bar{c}d + a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
28	59799	$abc + ab\bar{d} + a\bar{c}d + \bar{b}cd + \bar{a}bc + \bar{a}b\bar{d} + \bar{a}cd + b\bar{c}\bar{d}$
29	65256	$ab + ac + a\bar{d} + b\bar{c} + b\bar{d} + cd$
30	65257	$ab + ac + a\bar{d} + b\bar{c} + b\bar{d} + cd + \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$
31	65534	$a + b + c + d$
32	65535	1

f) clase de funcţii asimetrice care conţin 24 de funcţii; au rezultat 1 792 asemenea clase cu un total de 43 008 funcţii.

Situaţia centralizată a claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice pentru $n = 3$ şi $n = 4$ variabile binare este prezentată în tabela 5.

Tabela 5

Clase de echivalenţă ale funcţiilor logice pentru n=3 şi n=4 variabile binare

Tipul funcţiilor logice în cadrul claselor de echivalenţă	Nr. de clase de echivalenţă		Nr. de funcţii echivalente în cadrul clasei		Total funcţii	
	n=3	n=4	n=3	n=4	n=3	n=4
Funcţii simetrice	16	32	1	1	16	32
Funcţii parţial simetrice	48	32	3	3	144	96
Funcţii parţial simetrice	—	224	—	4	—	896
Funcţii parţial simetrice	—	224	—	6	—	1.344
Funcţii parţial simetrice	—	1680	—	12	—	20.160
Funcţii asimetrice	16	1.792	6	24	96	43.008
TOTAL	80	3.984			256	65.536

Pentru sistematizarea rezultatelor obţinute, clasele de funcţii echivalente se imprimă astfel: echivalentul binar al funcţiei caracteristice pentru clasa respectivă (imprimat pe verticală), urmat imediat în dreapta de echivalentul zecimal al funcţiei caracteristice, sub care se imprimă în ordine crescătoare echivalenţii zecimali ai tuturor funcţiilor logice echivalente pentru clasa respectivă; pe o foaie de imprimantă se tipăresc în medie trei grupe de cîte 16 clase de echivalenţă, astfel încît imprimarea completă a celor 3 984 de clase de echivalenţă pentru patru variabile binare a necesitat circa 80 de foi de imprimantă. Pentru exemplificare se prezintă în figura 4 rezultatul imprimării primelor 16 clase de echivalenţă pentru $n = 4$ variabile binare.

III. Concluzii

1. Din analiza rezultatelor obţinute pentru clasele de echivalenţă ale funcţiilor logice de trei şi patru variabile binare (tabela 2 şi figura 4) şi, respectiv, a funcţiilor logice simetrice (tabela 3 şi tabela 4) rezultă următoarele:

a) Toate clasele de echivalenţă apar sub forma unor perechi de clase de tip par/impar; această proprietate este valabilă şi pentru toate funcţiile echivalente din interiorul unei asemenea perechi de clase de echivalenţă. De exemplu, pentru $n = 3$ (tabela 2), clasa de echivalenţă din care fac parte funcţiile 2, 14 şi 16 are o clasă pereche din care fac parte funcţiile 3, 5 şi 17 (zona punctată în tabela 2) şi care se obţine prin adăugarea unei unităţi la echivalenţii zecimali ai funcţiilor pare iniţiale (a se vedea spre exemplificare şi zona punctată din figura 4 pentru cazul a patru variabile binare).

b) Toate clasele de echivalenţă apar sub forma unor perechi în raport cu $f_2(2^n - 1)$; această proprietate este valabilă şi pentru toate funcţiile echivalente din interiorul unei asemenea perechi de clase de echivalenţă. De exemplu, pentru $n = 3$ (tabela 2), clasa de echivalenţă din care fac parte funcţiile 2, 14 şi 16 are o clasă pereche din care fac parte funcţiile 130, 132 şi 144 (zona încadrată cu linie plină în tabela 2) şi care se obţin prin adăugarea la echivalenţii zecimali ai funcţiilor iniţiale ai numărului 128 (în cazul de faţă $2^{2^3-1} = 2^7 = 128$).

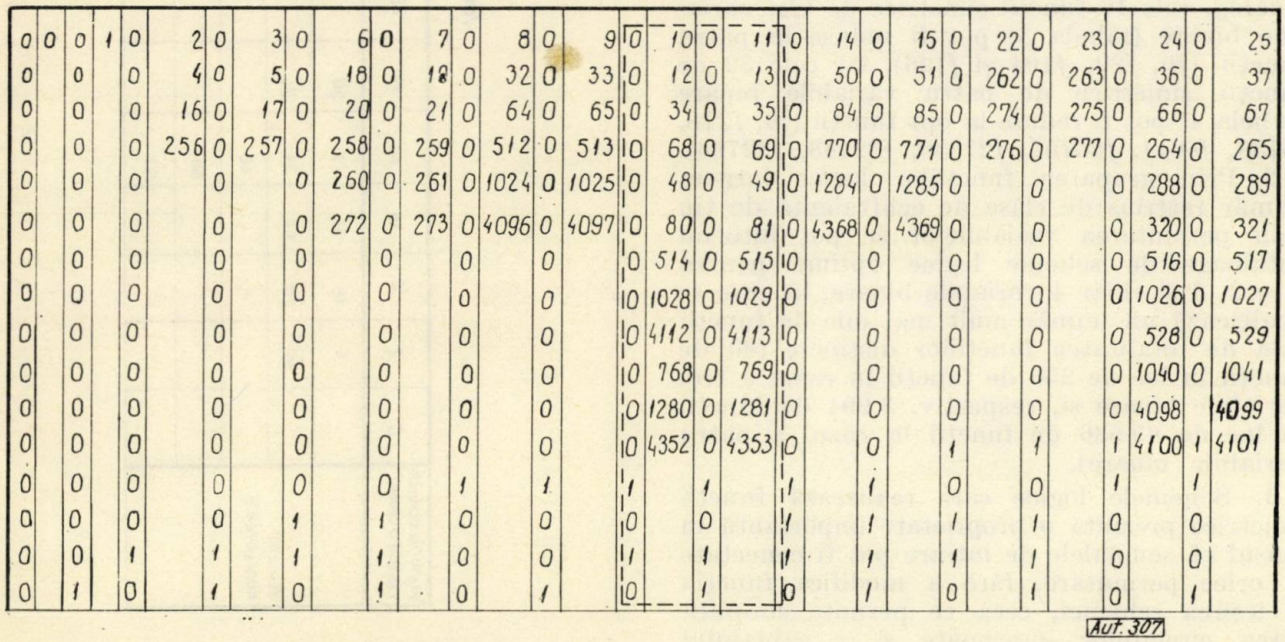


Fig. 4. Rezultatul imprimării primelor 16 clase de echivalenţă pentru $n = 4$ variabile binare.

Aceste proprietăţi pot fi verificate pentru toate clasele de echivalenţă ale funcţiilor de trei variabile binare (tabela 2) şi au fost verificate pentru toate rezultatele obţinute în cazul a patru variabile binare; proprietăţile se menţin atît în cazul funcţiilor simetrice (aşa cum se poate observa în tabelele 2, 3 şi 4), cît şi în cazul funcţiilor parţial simetrice şi asimetrice (tabela 2).

Rezultă deci că, prin generalizarea acestor două proprietăţi, numărul claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice prin permutarea variabilelor (inclusiv al funcţiilor echivalente din cadrul claselor) şi, respectiv, numărul funcţiilor simetrice, parţial simetrice şi asimetrice pot fi reduse de patru ori astfel:

— o primă reducere, cu un factor 1/2, prin considerarea numai a funcţiilor pare (proprietatea 1); restul funcţiilor se obţin prin adăugarea unei unităţi la numărul funcţiilor pare, respectiv prin adăugarea termenului $\bar{a}.b$ în cazul a două variabile binare sau a termenului $\bar{a}.b.\bar{c}$ în cazul a trei variabile binare etc.:

— o a doua reducere, în continuare, cu un factor 1/2, prin considerarea numai a funcţiilor cu un echivalent zecimal mai mic decît 2^{2^n-1} (proprietatea 2); restul funcţiilor se obţine prin adăugarea unui număr egal cu 2^{2^n-1} la echivalentul zecimal al funcţiilor iniţiale, respectiv prin adăugarea termenului *a.b.* în cazul a două variabile binare sau a termenului *a.b.c.* în cazul a trei variabile binare etc.

Astfel, prin aplicarea acestor proprietăţi, cele 80 de clase echivalente pentru trei variabile binare (tabela 2) pot fi reduse la 20 de clase echivalente (tabela 6), iar cele 3 984 de clase echivalente pentru patru variabile binare pot fi reduse la 996 de clase echivalente. Analog, cele 16 funcţii simetrice de trei variabile binare (tabela 3) pot fi reduse la patru funcţii ($f0$, $f22$, $f104$ şi $f126$), iar cele 32 de funcţii simetrice de patru variabile binare (tabela 4) pot fi reduse la opt funcţii ($f0$, $f278$, $f5736$, $f6014$, $f26752$, $f27030$, $f32488$, $f32766$).

2. Prin gruparea funcţiilor logice într-un număr restrîns de clase de echivalenţă de tip prin permutarea variabilelor se pot întocmi cataloage de scheme logice optime pentru $n = 2, 3$ şi chiar 4 variabile binare, în care se analizează un număr mult mai mic de funcţii faţă de totalitatea funcţiilor distincte (80 de funcţii în loc de 256 de funcţii în cazul a trei variabile binare şi, respectiv, 3 994 de funcţii în loc de 65 536 de funcţii în cazul a patru variabile binare).

3. Schemele logice care realizează funcţii simetrice prezintă o proprietate importantă în sensul că semnalele de intrare pot fi conectate în orice permutare, fără a modifica funcţia la ieşirea schemei, ceea ce permite simplificarea circuitelor imprimate şi a cablajului necesar realizării acestor scheme; se pot men-

Tabela 6

Tabela redusă a claselor de funcţii logice echivalente pentru n=3 variabile binare

Funcţia caracteristică a clasei	0	2	6	8	10	14	22	24	26	30	40	42	44	46	60	62	104	106	110	126
Funcţii echivalente		4	18	32	12	50		36	28	54	72	76	56	58	90	94		108	122	
		16	20	64	34	84		66	38	86	96	112	74	78	102	118		120	124	
					48				52				88	92						
					68				70				98	114						
					80				82				100	116						

ţiona în acest sens funcţiile simetrice $f150$ şi $f232$ (tabela 3) care reprezintă funcţiile logice ale unui sumator binar (suma şi transportul). În cazul schemelor care realizează funcţii parţial simetrice, această proprietate va fi aplicată numai acelor variabile care pot fi permutate fără o modificare a funcţiei la ieşire. Avînd în vedere că ponderea funcţiilor simetrice şi parţial simetrice este foarte mare în totalul funcţiilor (circa 30% pentru trei variabile binare şi circa 34% pentru patru variabile binare — tabela 5), rezultă că se pot realiza economii importante la proiectarea circuitelor imprimate şi a cablajului necesar prin cunoaşterea gradului de simetrie al fiecărei scheme logice.

4. Stabilirea claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice şi a gradului de simetrie sînt elemente importante în proiectarea unor tipuri noi de circuite logice integrate care să realizeze funcţii logice complexe.

5. O parte a algoritmului prezentat poate fi folosită pentru studierea gradului de simetrie al funcţiilor logice cu un număr oarecare de variabile (mai mare decît 4) în sensul stabilirii dacă o funcţie dată prin „1"-urile sale este complet simetrică, este parţial simetrică (stabilind perechile de variabile care pot fi permutate) sau este asimetrică.

De asemenea, prin cîteva modificări minore, algoritmul prezentat permite generarea claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice de tip prin complementarea variabilelor şi de tip prin complementarea şi/sau permutarea variabilelor. Aceste ultime probleme vor face obiectul unei lucrări separate.

ANEXA 1

Criterii de clasificare a funcţiilor logice

Principalele criterii de clasificare a funcţiilor logice în clase de echivalenţă sînt următoarele [1]:

1. Prin complementarea variabilelor

O funcţie logică este echivalentă unei funcţii date dacă şi numai dacă se obţine din expresia acesteia prin complementarea uneia sau a mai multor variabile.

Exemplu: Funcţia $f(a,b) = a.b$ are următoarele funcţii echivalente:

$$g_1(a,b) = \bar{a}.b = f(\bar{a},b);$$
$$g_2(a,b) = a.\bar{b} = f(a,\bar{b});$$
$$g_3(a,b) = \bar{a}.\bar{b} = f(\bar{a},\bar{b});$$

2. Prin permutarea variabilelor

O funcţie logică este echivalentă unei funcţii date dacă şi numai dacă se obţine din expresia acesteia prin permutarea uneia sau a mai multor variabile.

Exemplu: Funcţia $f(a,b) = a + \bar{b}$ are următoarea funcţie echivalentă:

$$g(a,b) = b + \bar{a} = f(b,a).$$

3. Prin complementarea şi/sau permutarea variabilelor

O funcţie logică este echivalentă unei funcţii date dacă şi numai dacă se obţine din expresia acesteia prin complementarea şi/sau permutarea uneia sau a mai multor variabile.

Exemplu: Funcţia $f(a,b,c) = ab + c$ are următoarele funcţii echivalente:

— prin complementarea variabilelor: $ab + c$; $ab + \bar{c}$; $a\bar{b}+c$; $a\bar{b}+\bar{c}$; $\bar{a}b+c$; $\bar{a}b+\bar{c}$; $\bar{a}b+c$; $\bar{a}\bar{b}+\bar{c}$ (în total opt funcţii);

— prin permutarea variabilelor: $ab + c$; $bc + a$; $ca + b$ (în total trei funcţii).

Pentru că orice funcţie din prima grupă se poate combina cu orice funcţie din a doua grupă rezultă că funcţia $f(a,b,c) = ab + c$ face parte dintr-o clasă de funcţii care conţine 24 de funcţii echivalente.

În tabela 7 se prezintă numărul de clase de echivalenţă pentru funcţii logice în raport cu criteriile menţionate mai sus, pentru $n = 1 \ldots 5$ variabile binare.

Tabela 7

Număr de clase de echivalenţă pentru funcţii logice

Numărul de variabile binare n	1	2	3	4	5
Numărul de funcţii logice distincte 2^{2^n}	4	16	256	65 536	$\sim 4{,}3 \times 10^9$
Număr de clase de echivalenţă prin complementarea variabilelor	3	7	46	4 336	$\sim 134{,}3 \times 10^6$
Număr de clase de echivalenţă prin permutarea variabilelor	4	12	80	3 984	$\sim 37{,}3 \times 10^6$
Număr de clase de echivalenţă prin complementare şi/sau permutare	3	6	22	402	$\sim 1{,}3 \times 10^6$

Se observă că numărul de clase de echivalenţă este mult mai mic decît numărul total de funcţii logice distincte; devine astfel posibilă studierea schemelor optime care să asigure realizarea tuturor funcţiilor logice pentru trei sau chiar patru variabile binare şi realizarea de cataloage corespunzătoare cu scheme optime.

BIBLIOGRAFIE

[1] Harrison, M. A. *Introduction to switching and automata theory.* New York, Mc Graw-Hill, 1965.

[2] Hellerman, L. *A catalogue of three variables or-invert and and-invert logical circuits.* În: IEEE trans. on electronic computers, vol. EC—12, nr. 6, 1963, p. 198—223.

[3] Lazăr, I. S., Almer, D., Donciu, S. *Algoritm şi catalog pentru scheme logice optime ale funcţiilor logice de trei variable binare.* Simposionul „Utilizarea calculatoarelor electronice în industria electrotehnică şi electronică", 27—29 dec. 1971.

Ing. SERGIU DUMITRESCU

APARATURĂ DE CAROTAJ SONIC TIP ASC—1

Diagrafia sonică constituie o metodă modernă de investigare a găurilor de sondă, care, deşi a fost introdusă relativ recent (1957) în practica de şantier, s-a impus rapid ca un auxiliar preţios la studiul atît al zăcămintelor străbătute de gaura de sondă cît şi al stării tehnice a acesteia.

Diagrafia sonică stabileşte particularităţile cinematice şi dinamice ale undelor elastice produse în sondă şi recepţionate, după propagarea lor prin rocile ce înconjoară gaura de sondă, de unul sau mai multe receptoare plasate la o distanţă* cunoscută unul de celălalt.

În cadrul laboratorului de electronică din IPCUP-Ploieşti au fost efectuate, în cursul anilor 1958—1970, o serie de cercetări cu caracter experimental, în vederea realizării în ţară a unei aparaturi destinate investigării prin metode sonice a găurilor de sondă.

Rezultatele obţinute de colectivul condus de autor fac obiectul prezentului articol.

Principiul metodei constă în a măsura parametrii electrici ai unui impuls sonic emis de un traductor (magnetostrictiv sau piezoelectric) plasat în dispozitivul de sondă, care, după recepţie, este trimis la suprafaţă.

Din punctul de vedere al răspunsului rocilor la sondarea lor cu unde sonice, se deosebesc doi parametri importanţi : viteza de propagare şi absorbţia undelor acustice.

Viteza de propagare a undelor în corpurile solide depinde de tipul acestor unde, care pot fi longitudinale, transversale sau de suprafaţă, cum şi de caracteristicile mediului [7].

Viteza de propagare a undelor longitudinale este caracterizată prin faptul că mişcarea de oscilaţie a particulelor se face paralel cu direcţia de propagare a undelor, avînd o valoare ce se exprimă prin relaţia :

$$V_L = \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{1-\sigma}{(1+\sigma)(1-2\sigma)}}, \qquad (1)$$

unde :

E este modulul de elasticitate (Young) ;
V_L — viteza undei longitudinale ;
σ — coeficientul lui Poisson ;
ρ — densitatea materialului.

În medii lichide şi gazoase, viteza de propagare este cu atît mai mare cu cît în timpul propagării nu are loc un schimb termic între parametrii mediului, fiind totodată în raport invers cu densitatea acestuia.

În general, undele longitudinale se propagă în toate stările mediului, pe cînd undele transversale numai în mediile solide.

Viteza acestora din urmă este cuprinsă între 48 şi 58% din viteza undelor longitudinale. În timpul propagării undelor sonore, energia acestora suferă o dispersie, ceea ce produce amortizarea oscilaţiilor. Pierderea de energie este condiţionată de prezenţa frecărilor interne în mediu, respectiv de viscozitatea acestuia, precum şi de conductivitatea sa termică.

Pentru fiecare tip de rocă există o viteză de propagare şi absorbţie a undei sonore, bine determinată, ceea ce constituie baza interpretării cantitative a rezultatului măsurătorilor prin metode sonice [1], [8].

Completul aparaturii de carotaj sonic se compune în linii mari din aparatura de suprafaţă, dispozitivul de sondă şi linia de transmisiuni formată de regulă din cablul de carotaj.

Dispozitivul de sondă se compune din ansamblul traductoarelor emiţătoare-receptoare şi schema electronică formată din : generatorul ultrasonic al impulsurilor de sondare, blocul de comutare-sincronizare şi amplificatorul traductoarelor receptoare.

Semnalul de sondare ce se propagă de la traductorul emiţător spre receptor suferă o serie de reflexii şi interferenţe, astfel încît la receptor soseşte un semnal ce depăşeşte de cîteva ori durata semnalului iniţial.

În cazul cînd canalul primului receptor ar rămîne deschis pentru a recepţiona întregul spectru al semnalului, atunci începutul acestuia ar ajunge la cel de-al doilea receptor.

Întrucît plasarea receptoarelor la distanţe mari nu este posibilă (din cauza puterii limitate a sursei), se recurge la soluţia comutării succesive a celor două canale.

De obicei partea cea mai semnificativă a semnalului este conţinută în primele oscilaţii sosite (de obicei 3—8 oscilaţii).

1. Schema bloc a dispozitivului de sondă tip DCS—1

Schema bloc a dispozitivului de sondă tip DCS-1 este prezentată în figura 1, unde semnificaţia şi funcţionalitatea blocurilor este următoare :

TR_1 — transformator de ieşire a semnalului sonic ;
TR_2 — transfomator pentru transmiterea la suprafaţă a impulsului de sincronizare.
TR_3 — transformator redresor joasă tensiune 20V/0,2A ;
TR_4 — transformator redresor 400 V/0,05 A ;
RED — redresor care furnizează +20 V pentru alimentarea schemei transistorizate ;

* Această distanţă este cunoscută sub denumirea de lungimea dispozitivului.

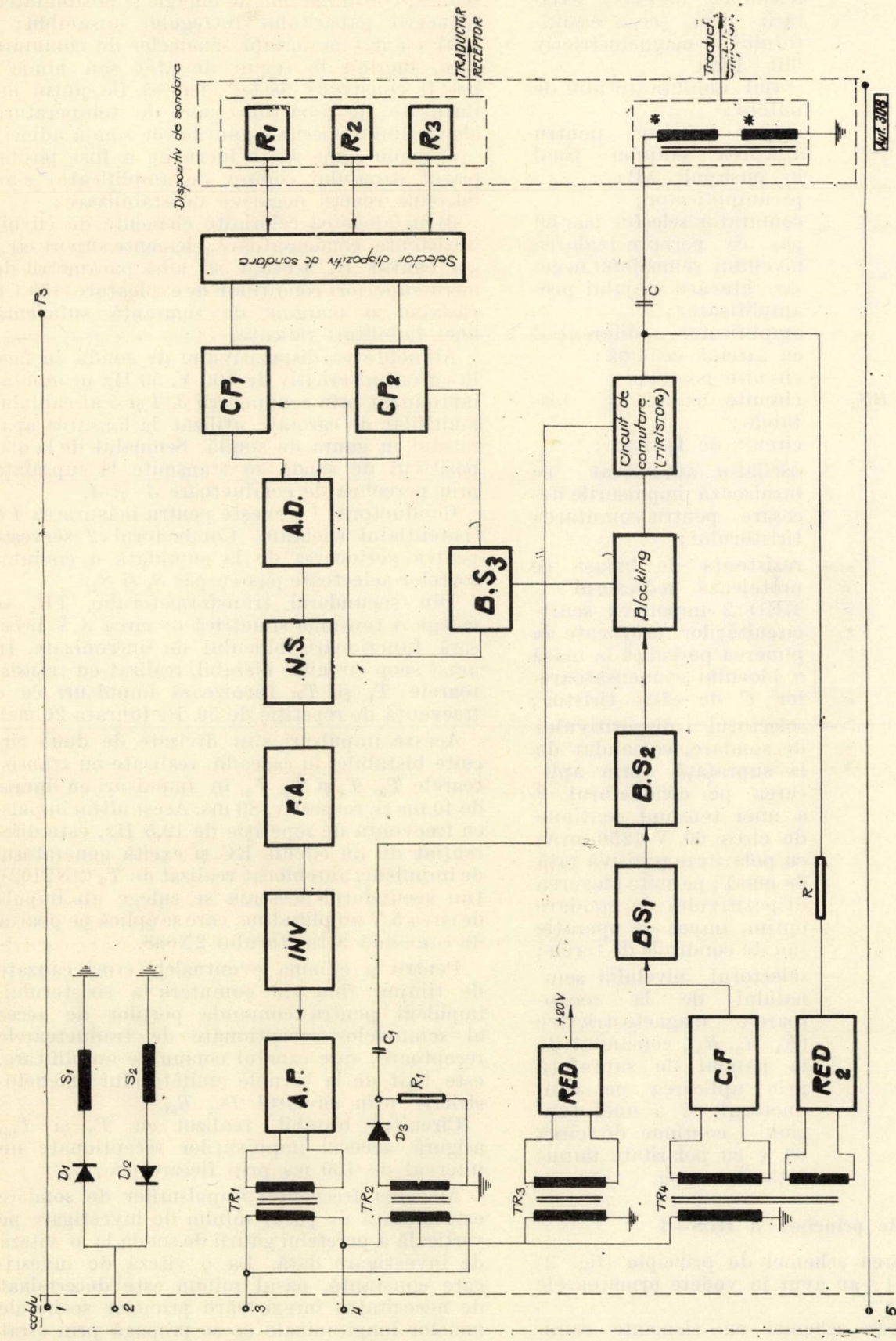


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului de sondă tip DCS–1.

RED 2 — redresor care furnizează tensiunea necesară excitării prin şoc a emiţătorului magnetostrictiv TR—EM;

AP — etajul amplificatorului de putere;

INV — etajul inversor pentru atacarea etajului final în pushpull AP;

PA — preamplificator;

NS — comutator selector pas cu pas ce permite reglarea nivelului semnalului necesar atacării etajului preamplificator;

AD — amplificator diferenţial cu sarcină comună;

CP_1, CP_2 — circuite poartă;

BS_1, BS_2, BS_3 — circuite basculante bistabile;

CF — circuit de formare;

Blocking — oscilator autoblocat ce furnizează impulsurile necesare pentru comutarea tiristorului;

R — rezistenţă de balast ce protejează redresorul RED 2 împotriva scurtcircuitărilor provocate de punerea periodică la masă a blocului condensatoarelor *C* de către tiristor;

S_1 — selectorul dispozitivului de sondare, comandat de la suprafaţă prin aplicarea pe conductorul *2* a unei tensiuni continue de circa 60 V (250 mA) cu polaritate pozitivă faţă de masă; permite alegerea dispozitivului de sondare optim, impus de operaţie sau de condiţiile de teren;

S_2 — selectorul nivelului semnalului de la receptoarele magnetostrictive (R_1, R_2, R_3), comandat de la panoul de suprafaţă prin aplicarea pe conductorul *2* a unei tensiuni continue de circa 60 V cu polaritate minus faţă de masă.

2. Schema de principiu a DCS—1

În elaborarea schemei de principiu (fig. 2) [5], [6], [10] s-au avut în vedere următoarele considerente:

a) realizarea schemei cu elemente semiconductoare cu siliciu, avînd în vedere fiabilitatea ridicată a acestora, disipaţia proprie redusă, consumul mic de energie şi posibilitatea reducerii gabaritului întregului ansamblu;

b) s-a dat preferinţă schemelor de comutare care, lucrînd în regim de „tot sau nimic", pot fi construite astfel încît să fie puţin influenţate de variaţiile mari de temperatură ale mediului specifice găurilor de sondă adînci;

c) acolo unde acest lucru nu a fost posibil (cazul canalului comun de amplificare) s-au introdus reacţii negative de stabilizare;

d) în alegerea celorlalte elemente de circuit (rezistenţe, condensatoare, elemente suport etc.) s-a căutat ca acestea să aibă parametrii de lucru superiori condiţiilor de exploatare (150°C), păstrînd o marginе de siguranţă suficientă unei fiabilităţi ridicate.

Alimentarea dispozitivului de sondă se face în curent alternativ de 100 V, 50 Hz în montaj fantomizat prin conductorii *3*, *4* şi *5* ai cablului multifilar de carotaj, utilizat la lansarea aparatului în gaura de sondă. Semnalul de la dispozitivul de sondă se transmite la suprafaţă prin perechea de conductoare *3* şi *4*.

Conductorul *1* serveşte pentru măsurarea *PS* (potenţialul spontan). Conductorul *2* serveşte pentru acţionarea de la suprafaţă a comutatoarelor selectoare pas cu pas S_1 şi S_2.

Din secundarul transformatorului TR_4 se culege o tensiune simetrică de circa 3 V necesară funcţionării blocului de sincronizare. În acest scop circuitul bistabil, realizat cu transistoarele T_1 şi T_2, furnizează impulsuri cu o frecvenţă de repetiţie de 50 Hz (durata 20 ms).

Aceste impulsuri sînt divizate de două circuite bistabile, în cascadă, realizate cu transistoarele T_3, T_4 şi T_5, T_6, în impulsuri cu durate de 40 ms şi, respectiv, 80 ms, Acest ultim impuls, cu frecvenţa de repetiţie de 12,5 Hz, este diferenţiat de un circuit RC şi excită generatorul de impulsuri autoblocat realizat de T_7 (2N2102). Din secundarul acestuia se culege un impuls de circa 5 V amplitudine, care se aplică pe poarta de comandă a tiristorului 2N688.

Pentru a elimina eventualele erori cauzate de timpul finit de comutare a tiristorului, impulsul pentru comanda porţilor de acces al semnalelor recepţionate de traductoarele receptoare, spre canalul comun de amplificare, este luat de la bornele emiţătorului magnetostrictiv prin circuitul D_{24} R_{51}.

Circuitul bistabil, realizat cu T_9 şi T_{10}, asigură accesul impulsurilor recepţionate un interval de 160 ms prin fiecare poartă.

Alegerea frecvenţei impulsurilor de sondare este dictată de pasul minim de investigare pe verticală a peretelui găurii de sondă la o viteză de investigare dată. La o viteză de investigare constantă, pasul minim este determinat de necesitatea înregistrării primelor sosiri ale undelor longitudinale ce se propagă prin strat şi nu prin noroiul de foraj şi se exprimă prin

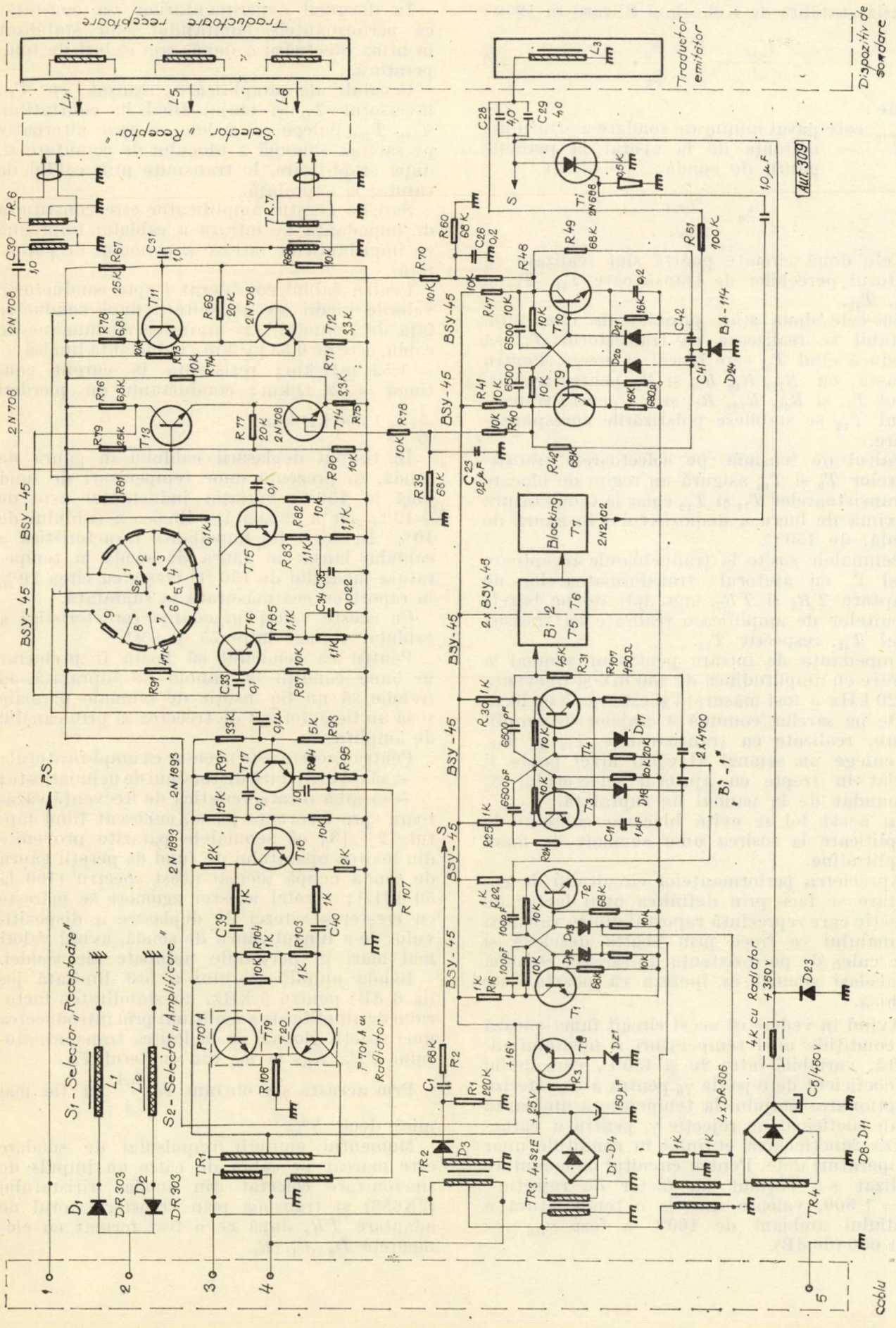


Fig. 2. Schema de principiu a dispozitivului de carotaj sonic DCS—1.

relaţia stabilită de Kokesh şi Blizard în 1959 :

$$\frac{l_{min}}{d} = \frac{1 + \beta_0}{1 - \beta_0}, \qquad (2)$$

unde :

l_{min} este pasul minim de sondare a stratului ;

d — distanţa de la aparat la peretele găurii de sondă ;

$$\beta_0 = \frac{v_{fluid}}{v_{roca}}$$

Cele două circuite poartă sînt realizate cu ajutorul perechilor de transistoare T_{11}, T_{12} şi T_{13}, T_{15}.

În cele două stări posibile ale circuitului bistabil se realizează ca transistorul T_{12} să conducă cînd T_{14} este blocat şi invers. Pentru aceasta, cu R_{78}, R_{40} R_{75} şi R_{76} pentru transistorul T_{14} şi R_{49}, R_{70}, R_{71} şi R_{73} pentru transistorul T_{12} se stabilesc polarizările corespunzătoare.

Saltul de tensiune pe colectoarele transistoarelor T_9 şi T_{10} asigură un regim de blocare a transistoarelor T_{14} şi T_{12} chiar la temperatura maximă de lucru a dispozitivului în gaura de sondă, de 150°C.

Semnalele sosite la traductoarele receptoare *1* şi *2*, cu ajutorul transformatoarelor de adaptare TR_6 şi TR_7, sînt aplicate pe bazele circuitelor de amplificare realizate cu transistorul T_{11}, respectiv T_{13}.

Impedanţa de intrare pentru un semnal la intrare cu amplitudinea de 150 mV şi frecvenţa de 20 kHz a fost măsurată şi este egală cu 6kΩ.

De pe sarcina comună a etajelor de amplificare, realizate cu transistoarele T_{15} şi T_{16}, se culege un semnal al cărui nivel poate fi variat în trepte cu ajutorul selectorului S_2 comandat de la panoul de suprafaţă.

În acest fel se evită blocarea cablului de amplificare la sosirea unor semnale de mare amplitudine.

Aprecierea performanţelor circuitului de comutare se face prin definirea unui factor de rejecţie care reprezintă raportul dintre valoarea semnalului ce trece prin poarta deschisă şi este culeş de pe rezistenţa de sarcină comună şi acelaşi semnal în ipoteza că poarta este închisă.

Avînd în vedere că acest circuit funcţionează în condiţiile unei temperaturi a mediului diferită, variabilă între 20 şi 150°C, vom defini un coeficient de rejecţie γ_0 pentru a caracteriza funcţionarea etajului la temperatura ambiantă şi un coeficient de rejecţie γ_t pentru a caracteriza funcţionarea etajului în condiţiile unor temperaturi date. Pentru circuitul de comutare realizat s-a obţinut un factor de rejecţie $\gamma_0 = 1\,500$, valoare care la o temperatură a mediului ambiant de 160°C a fost $\gamma_{160} = 1\,000$ (60 dB).

În decursul experimentărilor s-a constatat că performanţele montajului s-au stabilizat în urma efectuării a două, trei cicluri de temperatură.

Canalul de amplificare, realizat cu T_{17}, inversorul T_{18} şi etajul final în contratimp T_{19}, T_{20}, culege semnalele ce apar alternativ pe sarcina comună a blocului de comutare şi, după amplificare, le transmite prin cablul de carotaj la suprafaţă.

Sarcina acestui amplificator este constituită de impedanţa de intrare a cablului împreună cu impedanţa de intrare a panoului de suprafaţă.

Pentru cablul considerat (şapte conductori), valorile medii ale capacităţii unui conductor faţă de „blindaj", pe unitatea de lungime de cablu, este de 0,33 μF/km ; inductanţa lineică = = 1,52 mH/km ; rezistenţa în curent continuu = 22 Ω/km ; conductanţa de pierderi $\frac{1}{G} = 1\,000$ kΩ/km.

În timpul deplasării cablului în gaura de sondă, în prezenţa unor temperaturi de fund pînă la 150°C, variaţia inductanţei este de +12%, iar a capacităţii lineice a cablului de 10%. În acest fel impedanţa caracteristică a cablului lansat în gaura de sondă la temperatura mediului de 150 °C creşte cu circa 10% în raport cu cea măsurată la suprafaţă.

Cu aceste valori impedanţa caracteristică a cablului variază între 75 şi 85Ω.

Pentru ca semnalul să poată fi prelucrat în bune condiţii în panoul de suprafaţă, el trebuie să nu fie însoţit de semnale parazite şi să nu fie deformat de trecerea sa prin canalul de amplificare.

Pentru aceasta este necesar ca amplificatorul :

— să nu introducă distorsiuni de neliniaritate ;

— să aibă o caracteristică de frecvenţă căzătoare spre frecvenţe joase, cunoscut fiind faptul [2], [3] că semnalele parazite provenite din lovirea aparatului de fund de pereţii găurii de sondă ocupă tocmai acest spectru (100 la 50 kHz) ; nivelul acestor zgomote se măreşte cu creşterea vitezei de deplasare a dispozitivului de-a lungul găurii de sondă, avînd valori mai mari în porţiunile netubate ale sondei.

Banda amplificatorului a fost limitată jos (la 6 dB) pentru 5 kHz, iar stabilitatea factorului de amplificare s-a obţinut prin introducerea unei reacţii globale de la ieşirea transformatorului TR_1. R_{107} la R_{95} din emiterul T_{17}.

Prin aceasta s-a obţinut ca $\frac{\Delta A}{A}$ să fie mai mică decît 5%.

Momentul emiterii impulsului de sondare este marcat pe cablu de către un impuls de sincronizare colectat din anoda tiristorului (2N688) şi transmis prin transformatorul de adaptare TR_2 după ce a fost format cu elementele D_3 ,C_1, R_1.

3. Traductoarele sonice magnetostrictive

În calitate de emiţător şi receptoare de ultrasunete s-au utilizat traductoare magnetostrictive datorită următoarelor avantaje în raport cu cele piezoelectrice [3]:

— punct Curie ridicat (380°C) pentru materiale magnetostrictive pe bază de nichel şi 850°C pentru cele pe bază de cobalt, faţă de 280°C pentru cuarţ şi 130°C pentru $BaTiO_3$;

— posibilitatea unei încărcări specifice mai mari;

— robusteţe mecanică;

— funcţionare optimă în gama de frecvenţă (10—100 kHz) proprie spectrului utilizat în diagrafie sonică;

— prin utilizarea generatoarelor ce produc impulsuri de curent şi nu de tensiune se simplifică problema izolamentului în condiţiile unei aparaturi lucrînd în găuri de sondă.

Alegerea grosimii tablei pentru traductoare trebuie să fie egală cu adîncimea de pătrundere a cîmpului magnetic alternativ:

$$d_e = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}, \text{ cm} \qquad (3)$$

unde:

f este frecvenţa de lucru de 25—45 kHz;
μ — permeabilitatea;
σ — conductivitatea.

Pentru traductorul emiţător se alege tablă de permendur 2 V de 0,2 mm grosime, iar pentru traductorul receptor tablă de 0,1 mm grosime.

Cel mai utilizat tip de emiţător, ţinînd seamă de geometria găurii de sondă, are forma unui cilindru cu înălţimea $2h$ şi diametrul $2r$ plasat pe axa $z = 0$ a găurii de sondă.

Cîmpul de radiaţie a unui astfel de traductor, în cazul în care acesta pulsează cu o frecvenţă ω şi viteza de propagare $v_0^n e^{-j\omega t}$, va fi caracterizat de o funcţie $U = U(r, z)$ care se supune ecuaţiei:

$$\Delta U + K^2 U = 0 \qquad (4)$$

în domeniul $a \leqslant r < \infty$; $0 \leqslant \varphi \leqslant 2\pi$; $-\infty < z < +\infty$ şi unde $K = \frac{E}{3(1-2\sigma)}$; E — modulul lui Young; σ — coeficientul lui Poisson; ΔU — operatorul Laplace în coordonate cilindrice.

Rezolvarea acestei ecuaţii [7], cu condiţiile la limită:

$$\left.\frac{\vartheta U}{\vartheta r}\right|_{r=a} = \begin{cases} v_0 \text{ pentru } [Z] \leqslant h \\ 0 \text{ pentru } [Z] > h \end{cases} \qquad (5)$$

şi:

$$\lim_{r\to\infty} \sqrt{r}\left(\frac{\vartheta U}{\vartheta r} - JKU\right) = 0,$$

conduce la o expresie care este reprezentată grafic în figura 3.

Coordonatele sferice curente R şi ϑ sînt legate de coordonatele r, z prin relaţiile cunoscute:

$$\begin{cases} r = R_{cos}\,\vartheta \\ z = R_{sin}\,\vartheta \end{cases} \text{unde } -\frac{\pi}{2} < \vartheta < +\frac{\pi}{2}.$$

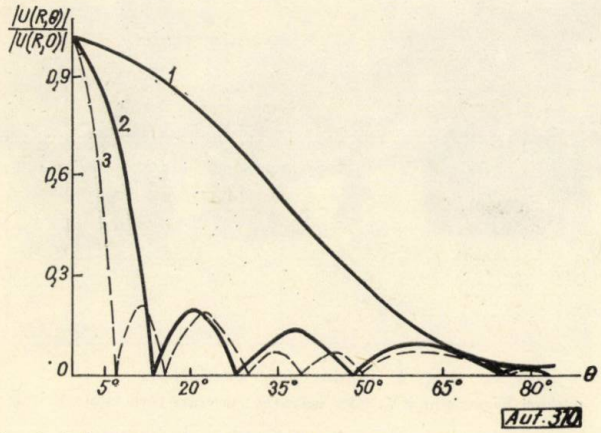


Fig. 3. Diagrama de directivitate a unui radiator cilindric (2 rK = 24):
1 — $hK = 3$; 2 — $hK = 12$; 3 — $hK = 24$.

Se observă că, la o valoare $\vartheta = ct$, caracteristica de directivitate este uniformă în plan orizontal.

În realitate, datorită prezenţei carcasei de protecţie a traducătorului (protecţie la presiune şi izolaţie electrică), caracteristica de directivitate prezintă nişte lobi suplimentari [4].

De asemenea se observă că parametrul 2rK influenţează puţin asupra caracteristicii de directivitate. Alegerea razei radiatorului condiţionează frecvenţa mecanică proprie la rezonanţă ce se exprimă cu relaţia:

$$f_K = \frac{1}{2\pi r_m}\sqrt{\frac{E}{2}[1 + (1-K)^2]}, \qquad (6)$$

K este ordinul armonicii;
r_m — raza medie a torului, cm;
E — modulul Young, dyne/cm;
ρ — densitatea materialului miezului, g/cm³.

Forma constructivă a emiţătorului, pentru o frecvenţă fundamentală de rezonanţă $f_1 = 22$ kHz, este prezentată în figura 4. El este format din două miezuri de formă toroidală, cu secţiune transversală dreptunghiulară, realizat prin înfăşurarea unei benzi de permendur de 38 mm lăţime. Pe fiecare dintre cele două miezuri este înfăşurat cîte un bobinaj de excitaţie, astfel ca ele să fie conectate în paralel dar înfăşurate în antifază spre a elimina efectul mutual de cuplaj.

Cele două miezuri sînt dispuse pe un miez de cauciuc siliconic fonoabsorbant, ceea ce con-

duce la creşterea randamentului de emisie cu circa 80%, asigurînd totodată radiaţia unidirecţională a energiei sonore spre peretele găurii de sondă.

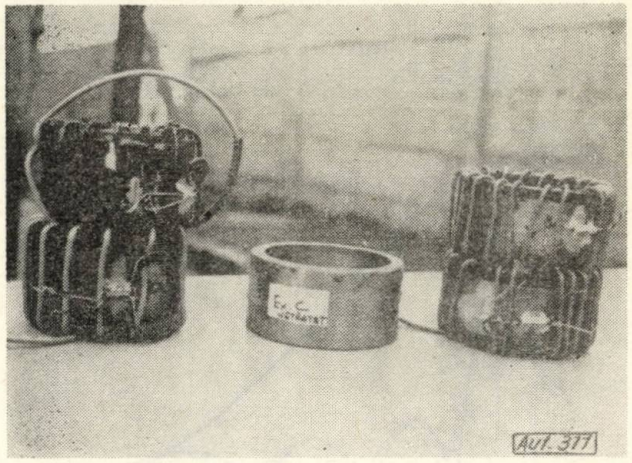


Fig. 4. Traductoare emiţătoare :
miezuri permendur 2 V; miez netratat; miezuri permendur K — 65

În momentul sosirii impulsului de sincronizare pe poarta tiristorului, energia $\frac{CU_0^2}{2}$ acumulată în blocul de condensatoare $C_{28}-C_{29}$, se descarcă sub forma unui impuls de curent pe inductanţa înfăşurării traductorului după legea :

$$i(t) = \frac{U_0}{\omega L} \cdot e^{-at} \cdot \sin \omega t, \qquad (7)$$

unde :

$$a = \frac{R_{cc}}{2L}, \text{ atenuarea ;}$$

R_{cc} — valoarea rezistenţei înfăşurării în curent continuu ;

L — inductanţa celor două înfăşurări dispuse în paralel ;

U_0 — tensiunea de vîrf debitată de redresorul $D_8 - D_{11}$, în ipoteza că constanta de încărcare este mult mai mare decît cea de descărcare şi încărcarea condensatorului de acumulare se face practic complet.

Sub efectul impulsului de excitare cele două înfăşurări sînt parcurse de un curent de 100 A, adică de 50 A prin fiecare dintre cele două înfăşurări dispuse paralel.

La un număr de 16 spire şi o lungime medie a circuitului magnetic de 0,2 m se obţine pentru valoarea instantanee a intensităţii impulsului magnetic :

$$H = \frac{N \cdot i}{l_m} = 4\,000 \text{ ASp/m} = 50 \text{ Oe},$$

unde :

N este numărul de spire ;

l_m — lungimea medie a circuitului magnetic.

Pentru materialul ales, la un cîmp de 50 Oe şi tablă tăiată la 45° faţă de direcţia de laminare, valoarea constantei magnetostrictive rezultă $85 \cdot 10^{-6}$, adică aproape de valoarea sa de saturaţie.

În scopul verificării calculelor s-au dispus pe periferia traductorului emiţător mărci tensometrice dispuse transversal şi longitudinal, aşa cum se vede în figura 4. Pentru a elimina tensiunea electromotoare indusă. o marcă de compensare, plasată lîngă marca de măsură dar nelipită pe suprafaţa laterală a traductorului, a fost conectată în antifază. Cele două traductoare montate în semipunte asigurau şi o compensare termică.

Măsurătorile au condus la următoarele rezultate.

Valoarea magnetostricţiunii transversale este $21 \cdot 10^{-6}$. Valoarea mangetostricţiunii longitudinale (efectul util radiant) este $65 \cdot 10^{-6}$ (adică destul de apropiată de valoarea de saturaţie).

Traductorul receptor de formă tot toroidală, confecţionat din acelaşi material ca şi emiţătorul, are, la o rază medie de 1,71 cm, o frecvenţă proprie de rezonanţă mecanică de 42,5 kHz adică lucrează ca receptor nerezonant (de bandă largă), ceea ce permite recepţionarea primei sosiri cu un conţinut mai mare de frecvenţe înalte, mărind prin aceasta precizia măsurării acesteia.

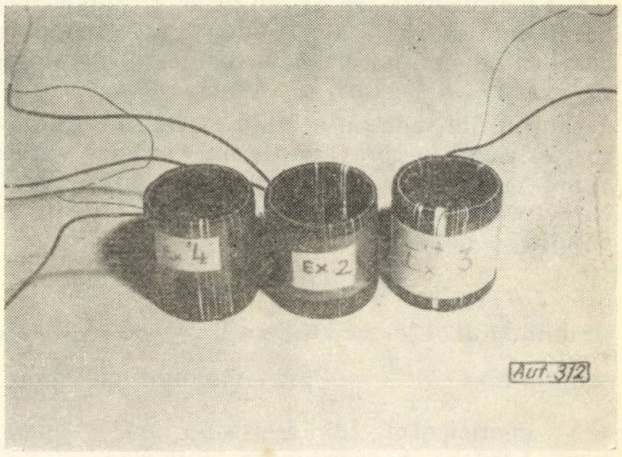


Fig. 5. Traductoare receptoare :
exemplarul 2 — miez netratat; *exemplarul 3* — miez tratat, polarizat
exemplarul 4 — miez tratat nepolarizat

Forma constructivă a traductorului receptor este prezentată în figura 5.

4. Panoul de suprafaţă al aparaturii de carotaj sonic

Panoul de suprafaţă al aparaturii de carotaj sonic este destinat prelucrării informaţiilor pri-

mite prin cablu de la dispozitivul de sondă, alimentării cu energie electrică şi controlului funcţionării.

Semnalul complex transmis prin cablu, ajuns în panoul de suprafaţă, este descompus în porţiunea de lucru panta $= \frac{du}{dt} = 83$ V/ms;

— coeficientul de nealiniaritate — 1%.

Schema de principiu a bazei de timp declanşate este prezentată în figura 6.

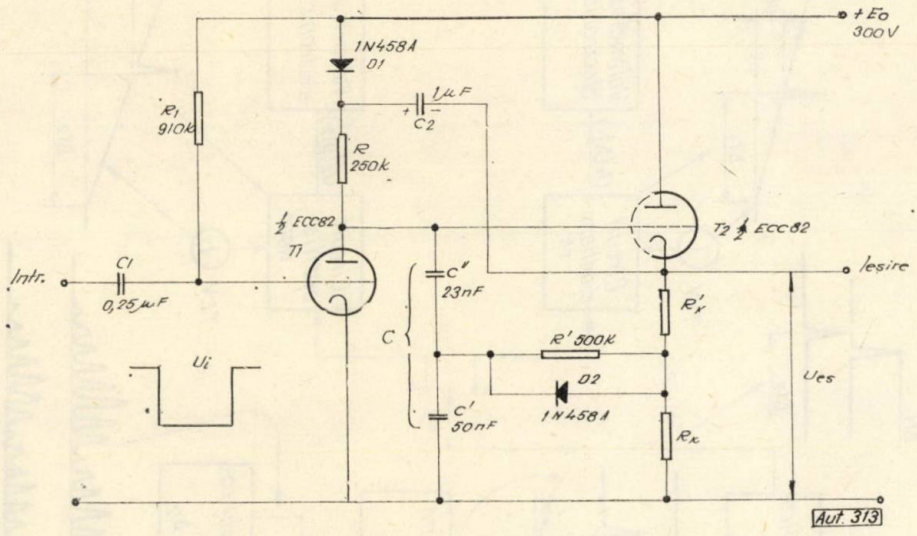


Fig. 6. Schema de principiu a bazei de timp.

elementele componente şi analizat după aceşti parametri în următoarele canale:

a) canalul de sincronizare;

b) canalul de măsurare a timpului de parcurs Δt, respectiv viteza de propagare;

c) canalul de măsurare a amplitudinii.

Alături de aceste circuite de măsură, în panou mai sînt incluse următoarele blocuri auxiliare:

d) circuite de calibrare;

e) blocul de alimentare al dispozitivului de sondă şi al panoului de suprafaţă;

f) oscilosincroscop pentru controlul vizual al funcţionării întregii aparaturi.

În cele ce urmează vom prezenta schema logică a canalului de măsurare a vitezei de propagare şi schemele de principiu ale circuitului de eşantionare, adică a circuitului de conversie timp-amplitudine şi a bazei de timp declanşate.

Baza de timp declanşată

Acest circuit constituie unul dintre elementele de bază ale blocului de sincronizare.

Semnalul furnizat de baza de timp este caracterizat prin:

— durata bazei de timp $\tau_{lucru} = 2{,}5$ ms;

— durata procesului de restabilire cursă inversă $\tau_{inv} = 0{,}2$ ms;

— perioada de repetiţie $T = 12{,}5$ ms;

— amplitudinea impulsurilor „dinte de ferăstrău" $U_M = 207$ V;

— viteza medie de variaţie a tensiunii pe

Prin aplicarea la intrare a unui impuls electric, T_1 se blochează şi condensatorul C_2 se încarcă prin D_1 în regim de dipol stabilizator de curent.

Valoarea rezistenţei R se alege mult mai mare decît rezistenţa internă a tubului T_1 şi a diodei D_1.

Deoarece practic C_2 nu poate avea o valoare infinită, tensiunea la bornele condensatorului C_2 variază liniar în timp.

O importantă îmbunătăţire a liniarităţii tensiunii la ieşire se poate obţine utilizînd un circuit integrator RC. Valoarea condensatorului de încărcare este:

$$C = \frac{C' \cdot C''}{C' + C''}.$$

R_K se alege astfel ca în timpul creşterii tensiunii la ieşire să nu apară curenţi de grilă.

Dioda D_2 serveşte pentru descărcarea rapidă a C' după terminarea cursei directe.

Valorile capacităţilor C' şi C'' sînt critice, determinînd liniaritatea tensiunii de ieşire şi valoarea amplitudinii acesteia.

Reacţia introdusă de R' are o mică influenţă asupra liniarităţii tensiunii la ieşire.

Canalul de măsurare a vitezei de interval

În figura 7 se prezintă schema bloc a canalului de măsurare a vitezei de interval (sau timpului de parcurs) reprezentînd valoarea Δt a timpului necesar pentru ca impulsul de sondare să străbată distanţa dintre cele două traductoare receptoare ale dispozitivului de

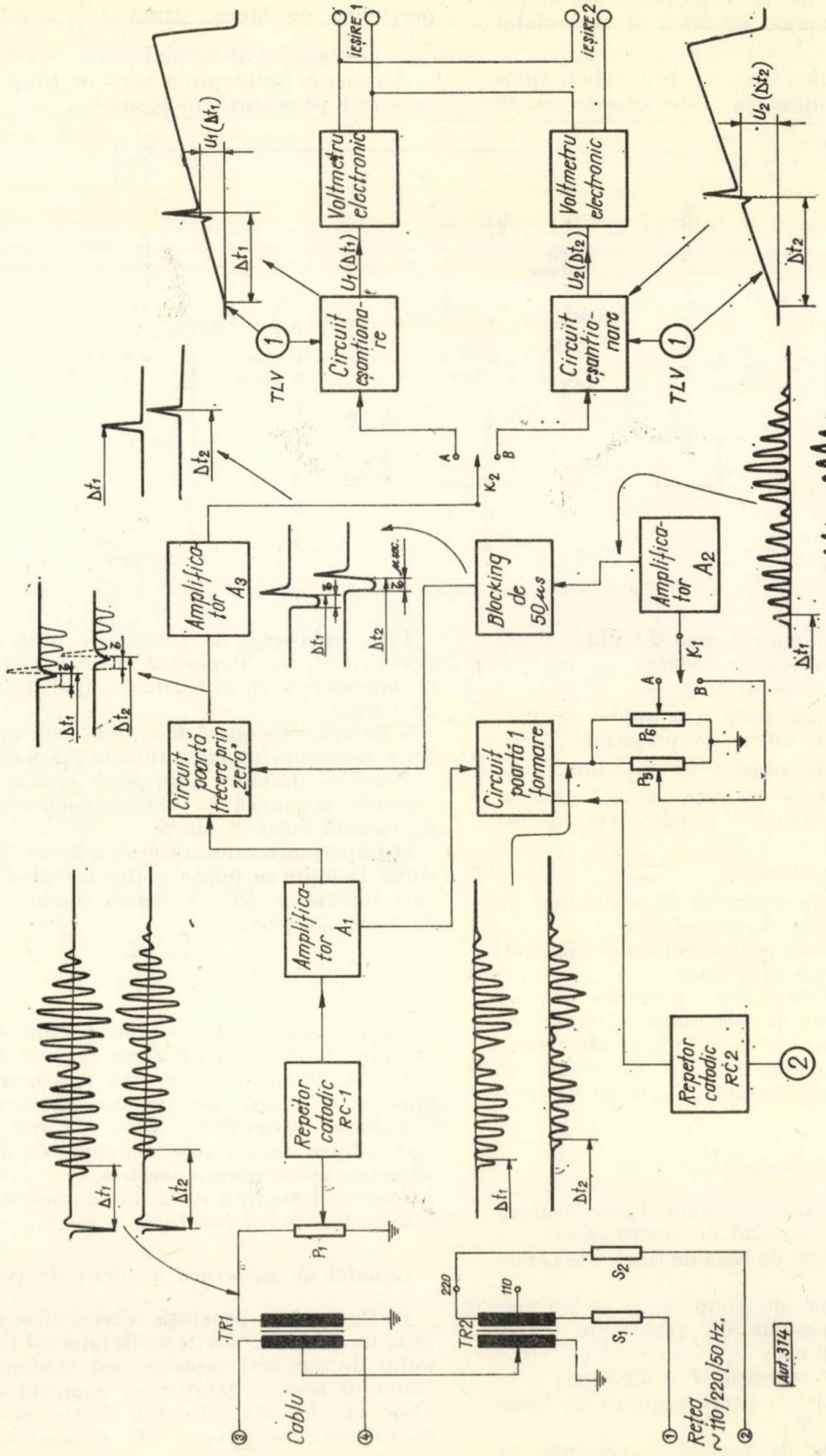


Fig. 7. Schema bloc a canalului de măsurare a vitezei de propagare şi formele de undă corespunzătoare.

sondare, distanţa denumită, prin asimilare cu cea utilizată în carotajul electric, lungimea dispozitivului.

Valoarea acestui timp este egală cu diferenţa $\Delta t_2 - \Delta t_1$, unde Δt_2 reprezintă timpul necesar impulsului de sondare emis de traductorul emiţător E spre a ajunge la traductorul receptor R_2. În mod analog, Δt_1 reprezintă timpul necesar impulsului de sondare spre a străbate distanţa dintre acelaşi emiţător şi receptorul R_1.

Impulsul de sincronizare, împreună cu semnalul acustic, trece prin repetorul catodic (RC), amplificatorul şi inversorul A_1 la circuitul poartă (CP_1). În acest circuit are loc separarea impulsului de sincronizare de semnalul acustic, comandat de impulsul 2 de formă dreptunghiulară şi durată de 8 ms. În acest mod informaţia utilă conţinută în răspunsul traductoarelor receptoare are acces spre canalul de măsură.

Cu ajutorul circuitului blocking (50 ms) şi circuitului poartă de trecere prin zero a primei sosiri a impulsului de sondare recepţionat alternativ de traductoarele receptoare R_1 şi R_2 se obţine, la ieşirea amplificatorului A_3, impulsuri de durată foarte scurtă, de mare amplitudine, ce apar la timpii Δt_1 şi, respectiv Δt_2.

Circuitul de eşantionare măsoară amplitudinea instantanee a unei tensiuni liniar variabile 1, amplitudine a căror valoare este proporţională cu timpul scurs din momentul iniţierii rampei pînă în momentul luării eşantionului.

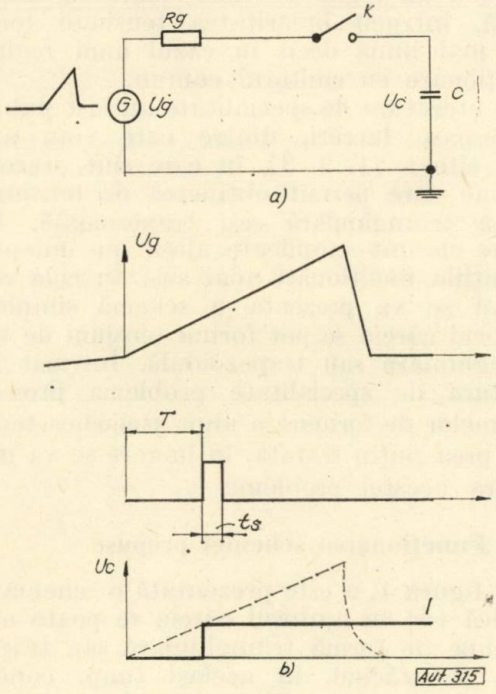


Fig 8 Schema de principiu a circuitului de conversie timp-amplitudine şi formele de undă corespunzătoare

Principial, un circuit care realizează eşantionarea şi memorizarea este arătat schematic în figura 8.

Comutatorul K este închis pe o durată scurtă faţă de durata bazei de timp declanşate. Condensatorul C se încarcă prin rezistenţa R_g a generatorului la o valoare instantanee a amplitudinii rampei. La întreruperea contactului K, C rămîne încărcat la această valoare.

Elementul de memorizare, de tip condensator, nu poate menţine mult timp informaţia din cauza pierderilor inerente din izolaţie.

Refacerea informaţiei în acest caz se poate realiza dacă tensiunea liniar variabilă este periobică şi dispozitivul de măsură este separat de elementul de memorizare printr-un etaj de foarte mare impedanţă (voltmetru electronic de curent continuu).

Drept element de comutare se utilizează un tub electronic (ECC82) din care prima jumătate serveşte ca element de comutare, iar cealaltă jumătate asigură o cale de descărcare a condensatorului între diferitele cicluri de măsură.

La ieşirea voltmetrului electronic 1 se obţine o tensiune proporţională cu intervalul de timp necesar impulsului de sondare pentru a străbate prin straturile dintre emiţător şi primul receptor Δt_1.

La ieşirea 2 a canalului de măsurare a vitezei de propagare se obţine o tensiune proporţională cu diferenţa ($\Delta t_2 - \Delta t_1$), adică, chiar viteza de propagare a sunetului prin stratul de grosime egală cu distanţa dintre cele două receptoare.

5. Caracteristici tehnice

Caracteristicile tehnice principale ale aparaturii de carotaj sonic tip ASC—1 sînt :

— banda de trecere a canalului receptor (6 bd) : 5—100 kHz ;

— coeficientul global de amplificare a canalelor de recepţie $\approx 5 \cdot 10^5$, reglabil în dispozitivul de sondă în 10 trepte de cîte 6,12 la 48 dB ;

— frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de sondare : 12,5 kHz ;

— frecvenţa impulsului de sondare : 22 kHz ;

— temperatura maximă de lucru a dispozitivului de sondă : 130°C ;

— alimentarea dispozitivului de sondă 110 V/50 Hz de la suprafaţă, în montaj fantomizat ;

— alegerea dispozitivului de sondare optim în funcţie de proprietăţile de atenuare şi de grosimea formaţiilor cu ajutorul unui selector pas cu pas comandat de la panoul de suprafaţă ;

— dispozitivul de sondare se compune dintr-un emiţător şi trei receptoare dispuse astfel : E — (1,2 m) — R_1 — (1,5 m) — R_2 (2,1 m) — R_3 ;

— diametrul dispozitivului de sondă în carcasa de etanşare fără centrori : 90 mm ;

— presiunea maximă de lucru : 1 000 kgf/cm² ;

— puterea absorbită de dispozitivul de fund : 25 V/A ;

— lăţimea porţii de paraziţi reglabilă între 65 şi 800 μs pentru un canal şi între 65 şi 1900 μs pentru al doilea canal;

— amplitudinea impulsului „răspuns" pe cablu de 7 000 m: 5 V_{vv};

— impedanţa de ieşire la bornele dispozitivului spre cablu: 75Ω.

BIBLIOGRAFIE

[1] Stripling, A. A. *Velocity log caracteristics.* În AIME petroleum transaction, sept 1958.

[2] Gorbovitki, G. B. *Unele probleme ale elaborării aparaturii de carotaj acustic pentru măsurarea vitezei de interval.* In: Prikladnaia gheofizika, nr. 43, 1965.

[3] Grawford, A. E. *Ultrasonic engineering.* Londra, Butterworths, 1955.

[4] Graţinski, V. G., Gorbovitki, G. B. *Despre influenţa directivităţii şi a dimensiunii radiatorului asupra parametrilor dinamici ai undelor acustice în gaura de sondă.* În Izv. vîsşih ucebnîh zavedenii gheologia i razvedka, nr. 12, 1967.

[5] Dumitrescu, S., Babskov, Al. *Probleme legate de realizarea în R.S.R. a unei aparaturi de carotaj sonic (acustic).* În: Petrol şi gaze, nr. 11, 1968.

[6] Dumitrescu, S., Dumitrică, A. *Dispozitive de carotaj sonic cu compensare automată a erorilor de măsură cauzate de variaţia diametrului găurii de sondă.* În. Automatica şi Electronica, nr. 5, 1969, p. 216–225.

[7] Bulatova, J. M. ş.a. *Akusticeskii karotaj.* Leningrad, Nedra, 1970.

[8] Alekceev, V. K., Lependin, L. F. *Akusticeskoe pole pulsivuiuscevo kolţa na ţilindre.* În: Akusticeskii jurnal, nr. 1, 1967.

[9] Bergman, L. *Der Ultraschall und seine Anwendung in Wissenschaft und Technik.* Stuttgart, Hirzel Verlag.

[10] Dumitrescu, S., Babskov, Al. *Contribuţii la realizarea unei aparaturi de carotaj sonic în R.S.R.* În: Petrol şi gaze, nr. 6, 1969, p. 433–439.

Ing. GH. I. MITROFAN

Generator de tensiune pentru forme de undă triunghiulare şi trapezoidale

Schemele electronice, cu ajutorul cărora se pot obţine tensiuni de formă specială (triunghiulară, trapezoidală etc.), diferă între ele prin complexitatea lor. Gradul de complexitate al schemei adoptate este în funcţie de tensiunile de alimentare de care se dispune, de gradul de neliniaritate ce se cere pentru ambele pante şi de raportul dintre duratele celor două pante.

După cum se ştie, pentru obţinerea unei variaţii liniare a tensiunii pe un condensator este necesar să se menţină cît mai constantă valoarea curentului de încărcare sau de descărcare a condensatorului. Un procedeu de menţinere la o valoare constantă a curentului de încărcare a condensatorului pe toată durata de încărcare este folosirea unui dipol de curent constant, de exemplu tranzistorul.

Aşadar, în cazul generării tensiunii de formă triunghiulară sau trapezoidală este necesar să se folosească doi dipoli de curent constant pentru formarea celor două pante.

Pentru menţinerea unui curent constant prin fiecare dipol este necesar să se îndeplinească următoarele condiţii:

— în timp ce dipolul de încărcare este deschis, cel de descărcare să fie blocat şi invers;

— sursa impulsurilor de comandă a blocării şi deblocării celor doi dipoli de curent constant să nu influenţeze asupra regimului dipolului deschis;

— comanda blocării unuia şi deschiderii celuilalt dipol de curent constant să se facă cu aceeaşi tensiune; în acest caz, şi schema de formare a tensiunii de comandă este mai simplă;

— în cazul folosirii transistorului ca dipol de curent constant este necesar să se asigure acestuia un regim de funcţionare cu baza comună, întrucît liniaritatea tensiunii formate este mai bună decît în cazul unui regim de funcţionare cu emitorul comun.

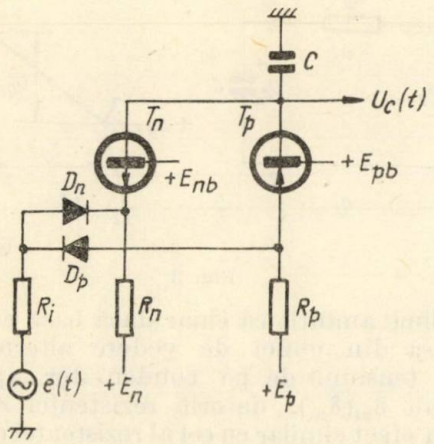
În literatura de specialitate au fost publicate numeroase lucrări, dintre care vom aminti doar cîteva [1, 2, 3], în care sînt prezentate scheme care permit obţinerea de tensiuni de formă triunghiulară sau trapezoidală. Unele dintre ele sînt complicate, altele nu îndeplinesc condiţiile menţionate mai sus. În cele ce urmează se va prezenta o schemă simplă, cu ajutorul căreia se pot forma tensiuni de formă triunghiulară sau trapezoidală. Întrucît în literatura de specialitate problema proiectării schemelor de formare a unor asemenea tensiuni este prea puţin tratată, în lucrare se va insista asupra acestei probleme.

1. Funcţionarea schemei propuse

În figura 1, a este prezentată o schemă electronică [4] cu ajutorul căreia se poate obţine tensiune de formă triunghiulară sau trapezoidală, satisfăcînd, în acelaşi timp, condiţiile enumerate mai sus. Panta pozitivă a tensiunii ce se formează la bornele condensatorului C este controlată de transistorul T_p de tip pnp, iar panta negativă este controlată de transistorul T_n de tip npn. Este evident că, pentru realizarea unui regim de curent constant pentru

cele două transistoare, este necesar să se satisfacă condiţiile :

$$E_{nb} > E_n,$$
$$E_p > E_{pb}, \qquad (1)$$
$$E_{pb} > E_{nb}.$$



Întrucît condiţia (4) asigură blocarea transistorului T_n pe durata T_p, acesta nu va mai influenţa asupra tensiunii pe condensatorul C.

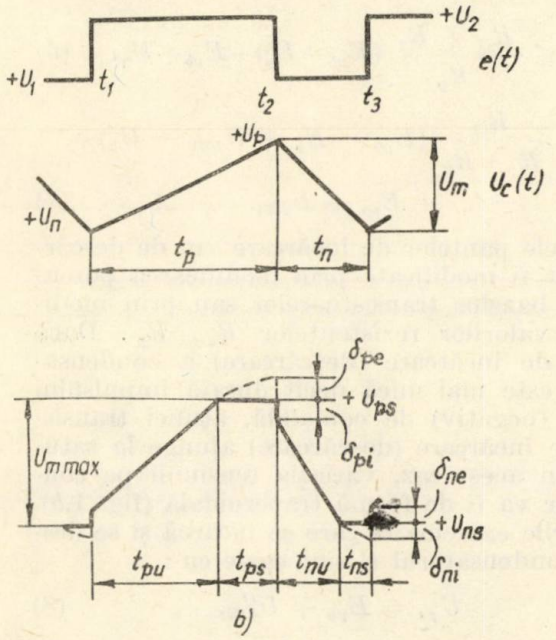


Fig. 1

Semnalul de comandă de formă dreptunghiulară $e(t)$ se aplică simultan pe anoda diodei D_n şi pe catoda diodei D_p. Impulsul pozitiv de comandă de nivel U_2 deschide dioda D_n şi va da naştere unui curent suplimentar prin rezistenţa R_n (pînă în momentul t_1 transistorul T_n era deschis şi prin rezistenţa R_n circula curentul de descărcare a condensatorului C). În figura 2, *a* este prezentat circuitul prin care circulă acest curent suplimentar, iar în figura 2, *b* se prezintă construcţia grafică care permite determinarea mărimii curentului suplimentar I_D. În aceste reprezentări, R_i este rezistenţa internă a sursei semnalului de comandă, curba *1* este caracteristica statică a diodei D_n, iar *2* este dreapta de sarcină.

Este destul de simplu de arătat că expresia analitică a curentului I_D este :

$$I_D = \frac{U_2 - E_n - U_\gamma}{R_{i2} + R_n + R_\gamma}, \qquad (2)$$

în care U_γ este tensiunea de conducţie a diodei [2], iar R_γ este rezistenţa dinamică a diodei.

Cunoscînd curentul I_D, se poate determina tensiunea pe emitorul transistorului T_n :

$$U_E = R_n I_D + E_n = \frac{R_n(U_2 - U_\gamma) + (R_{i2} + R_\gamma) E_n}{R_{i2} + R_n + R_\gamma}. \qquad (3)$$

Condiţia de blocare a transistorului T_n, $U'_{BE} \leqslant 0$ (se va considera că se folosesc transistoare cu siliciu), poate fi scrisă :

$$U_2 \geqslant \frac{R_{i2} + R_\gamma}{R_n}(E_{nb} - E_n) + E_{nb} + U_\gamma. \qquad (4)$$

Pe durata T_p, condensatorul C se va încărca prin transistorul T_p care va funcţiona în conexiune baza comună.

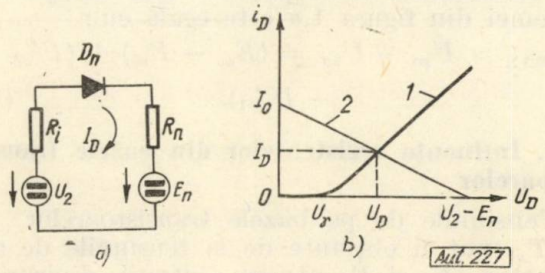


Fig. 2

Aşa precum s-a arătat, pe timpul funcţionării transistorului T_p este necesar ca acesta să fie deconectat de la sursa semnalului de comandă. Pentru aceasta este suficient ca dioda D_p să fie blocată. Condiţia de blocare a diodei D_p, $U_D \leqslant 0$, poate fi scrisă :

$$U_2 \geqslant \frac{R_{i2}}{R_n + R_\gamma}(E_{pb} + U_{EB2} - E_n - U_\gamma) + E_{pb} + U_{EB2}, \qquad (5)$$

în care U_{EB2}, este tensiunea pe joncţiunea emitorului transistorului T_p în regiunea activă.

Pe durata cursei de descărcare t_n a condensatorului, impulsul negativ de nivel U_1 deschide dioda D_p (blocînd, prin curentul pe care îl creează pe rezistenţa R_p, transistorul T_p) şi, de asemenea, blochează dioda D_n. În acest fel, condensatorul C se va descărca prin transistorul T_n.

Printr-un raţionament analog celui de mai sus se poate arăta că condiţiile de blocare a transistorului T_p şi a diodei D_n se scriu respectiv :

$$U_1 \leqslant \frac{R_{i1} + R_\gamma}{R_p}(E_{pb} - E_p) + E_{pb} + U_\gamma, \quad (6)$$

$$U_1 \leqslant \frac{R_{i1}}{R_p + R_\gamma}(E_{pb} - E_p + U_{BE1} - U_\gamma) + \\ + E_{nb} + U_{BE1}. \quad (7)$$

Vitezele pantelor de încărcare sau de descărcare pot fi modificate prin modificarea potenţialelor bazelor transistoarelor sau prin modificarea valorilor rezistenţelor R_n, R_p. Dacă durata de încărcare (descărcare) a condensatorului este mai mică decît durata impulsului pozitiv (negativ) de comandă, atunci transistorul de încărcare (descărcare) ajunge la saturaţie. În acest caz, variaţia tensiunii pe condensator va fi de formă trapezoidală (fig. 1,*b*).

Valorile extreme la care se încarcă şi se descarcă condensatorul C sînt egale cu :

$$U_{ps} = E_{pb} + U''_{CB2}, \quad (8)$$

$$U_{ns} = E_{nb} + U''_{CB1}, \quad (9)$$

în care U''_{CB} este tensiunea de saturaţie dintre colector şi bază.

Aşadar, amplitudinea maximă a tensiunii pe condensator ce se poate obţine cu ajutorul schemei din figura 1,*a* este egală cu :

$$U_{m\,MAX} = U_{ps} - U_{ns} = (E_{pb} - E_{nb}) + (U''_{CB2} - \\ - U''_{CB1}). \quad (10)$$

2. Influenţa rezistenţelor din bazele transistoarelor

Tensiunile de pe bazele transistoarelor T_n şi T_p pot fi obţinute de la tensiunile de alimentare E_n şi E_p, fie cu ajutorul divizorilor rezistivi, fie cu ajutorul diodelor Zener.

Este interesant de studiat influenţa rezistenţei din baza unuia dintre transistoare în cazul în care baza acestuia nu este decuplată cu condensator. Din punct de vedere practic, aceasta înseamnă că bazele transistoarelor pot fi alimentate prin divizori rezistivi. Dacă transistoarele lucrează numai în regiunea activă, atunci forma tensiunii pe condensatorul C va rămîne cea din figura 1, *b*, cu deosebirea că coeficientul de neliniaritate se va mări (acest lucru se va demonstra mai jos). Dacă transistorul lucrează şi în regiunea de saturaţie, atunci în forma tensiunii de pe condensator va apărea cîte un salt la începutul fiecărei curse. Saltul δ_{ne} se datoreşte prezenţei rezistenţei în baza transistorului T_n, iar saltul δ_{pe} se datoreşte prezenţei rezistenţei în baza transistorului T_p. De remarcat că creşterea tensiunii, din momentul intrării în saturaţie a transistorului pînă la valoarea maximă a saltului δ, se face după o exponenţială cu o constantă de timp egală cu circa $C\,(R_n || R_{n\,(p)b})$. De asemenea, revenirea de la valoarea maximă a saltului la tensiunea de saturaţie are loc tot după o exponenţială cu o constantă de timp egală cu circa $C(R_i \,||\, R_{n\,(p)} \,||\, R_{n\,(p)b})$.

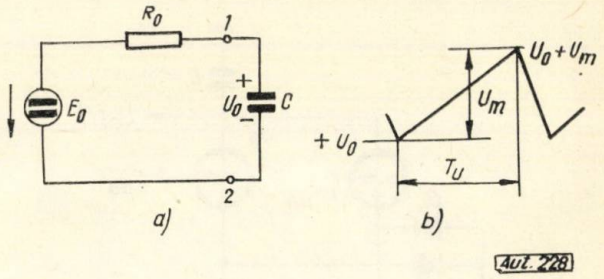


Fig. 3

Trebuie amintit că chiar dacă baza este pusă la masă din punct de vedere alternativ, în forma tensiunii de pe condensator apare un mic salt $\delta_{ni}(\delta_{pi})$, datorit rezistenţei $r_{bb'}$, care are un efect similar cu cel al rezistenţei din bază.

Dacă se cere ca tensiunea de pe condensator să fie trapezoidală, atunci divizorul respectiv din baza transistorului se va decupla cu un condensator.

În continuare vom determina coeficientul de neliniaritate al tensiunii ce ia naştere pe condensatorul C. După cum se ştie, legea de variaţie a tensiunii pe un condensator care se încarcă de la o tensiune E_0 printr-o rezistenţă R_0 (fig. 3) are expresia :

$$u_C(t) = U_0 + (E_0 - U_0)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad (11)$$

în care :

$$\tau = R_0 C;$$

U_0 este tensiunea iniţială de pe condensator.

Coeficientul de neliniaritate al legii de variaţie a tensiunii pe condensator poate fi determinat din binecunoscuta relaţie :

$$\varepsilon = \frac{T_u}{\tau} = \frac{U_m}{E_0 - U_0}, \quad (12)$$

în care U_m este amplitudinea tensiunii liniar variabile de pe condensator, iar T_u este durata cursei de încărcare.

În figura 4 este prezentată schema echivalentă de încărcare a condensatorului C prin transistorul T_p, în care pentru schema echivalentă a transistorului s-au folosit parametrii r, iar cu R_e s-a notat rezistenţa din emitor, cu R_b — rezistenţa din bază, cu E_e — tensiunea de alimentare din emitor, cu E_b — tensiunea de alimentare din bază. Prin U_n s-a notat tensiunea pe condensator la începutul cursei de încărcare care, de fapt, este egală cu tensiunea la care s-a descărcat condensatorul prin transistorul T_n în timpul cursei de descărcare. Rezistenţa R_s exprimă efectul de şuntare a condensatorului datorit rezistenţei de sarcină

R_s şi rezistenţei colector-masă a transistorului blocat T_n. Întrucît în practică acesta din urmă este mult mai mare decît rezistenţa de sarcină, efectul ei va fi neglijat. Se va trata cazul cel mai general cînd în bază este conectată rezistenţa R_b.

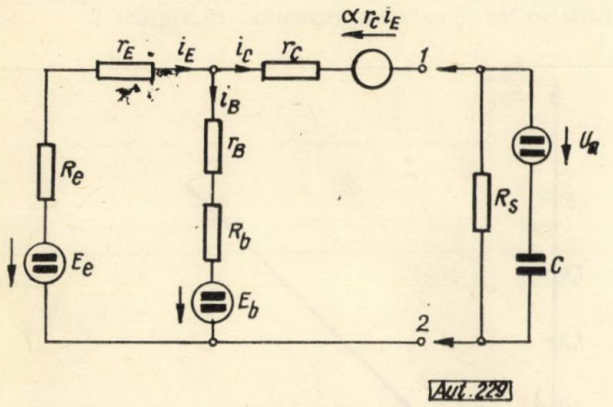


Fig. 4

Ecuaţiile care descriu schema din stînga bornelor 1—2 se pot scrie :

$$E_e - E_b = (R_e + r_E)\, i_E + (R_b + r_B)\, i_B,$$
$$i_E = i_B + i_C, \qquad (13)$$
$$u_{12} = \alpha r_C i_C - r_C i_C + (R_b + r_B)\, i_B + E_b.$$

Rezolvînd sistemul de ecuaţii (13) se obţine :

$$u_{12} = \frac{\alpha r_C + R_b + r_B}{R_e + R_b + r_E + r_B}(E_e - E_b) + E_b +$$
$$+\left[\alpha r_C - r_C - \frac{(R_e + r_E)\,(\alpha r_C + R_b + r_B)}{R_e + R_b + r_E + r_B}\right] i_C. \qquad (14)$$

Ecuaţia (14) corespunde schemei din figura 3, *a* (partea din stînga bornelor 1—2), în care :

$$E_0 = \frac{\alpha r_C + R_b + r_B}{R_e + R_b + r_E + r_B}(E_e - E_b) + E_b, \qquad (15)$$

$$R_0 = \frac{(R_e + r_E)\,(\alpha r_C + R_b + r_B)}{R_e + R_b + r_E + r_B} +$$
$$+ r_C(1 - \alpha). \qquad (16)$$

Expresiile (15) şi (16) pot fi simplificate dacă se ţine seama că $\alpha r_C > R_b + r_B$:

$$E_0 \simeq \frac{\alpha r_C (E_e - E_b)}{R_e + R_b + r_E + r_B} + E_b, \qquad (17)$$

$$R_0 = \frac{(R_b + r_B)\,\alpha r_C}{R_e + R_b + r_E + r_B} + r_C. \qquad (18)$$

Expresiile (17) şi (18) pot fi exprimate cu ajutorul parametrilor h în conexiune emitor comună cunoscînd că :

$$r_C = \frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}}, \quad r_E = \frac{h_{12e}}{h_{22e}},$$

$$r_B = h_{11e} - \frac{h_{12e}}{h_{22e}}(1 + h_{12e}), \quad \alpha = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}. \qquad (19)$$

Înlocuind expresiile (19) în (17) şi (18) rezultă respectiv :

$$E_0 = E_b + \frac{h_{21e}}{(R_e + R_b)\, h_{22e} + \Delta}(E_e - E_b), \qquad (20)$$

$$R_0 = \frac{h_{21e}}{h_{22e}}\left[1 + \frac{(R_b \cdot h_{22e} + \Delta - h_{12e}}{(R_e + R_b)\, h_{22e} + \Delta}\right], \qquad (21)$$

în care s-a notat :

$$\Delta = h_{11e}\, h_{22e} - h_{12e}\, h_{21e}. \qquad (22)$$

Prin urmare schema din figura 4 poate fi echivalată cu schema din figura 5, *a* în care :

$$E_0^* = \frac{R_s}{R_s + R_0} E_0, \qquad (23)$$

$$R_0^* = \frac{R_s R_0}{R_s + R_0}. \qquad (24)$$

Comparînd schema din figura 5, *a* cu cea din figura 4 se constată că coeficientul de neliniaritate al schemei studiate poate fi determinat din relaţia (12), în care se pune $E_0 = E_0^*$ şi $R_0 = R_0^*$:

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E_0^* - U_m}. \qquad (25)$$

Întrucît $E_0^* \gg U_m$, rezultă :

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E_0^*}. \qquad (26)$$

Înlocuind în această expresie E_0^* în funcţie de parametrii schemei, se găseşte expresia coeficientului de neliniaritate.

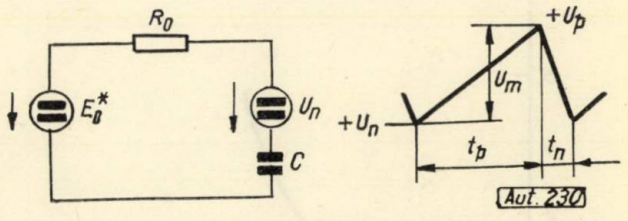


Fig. 5

Pentru a studia influenţa circuitului de alimentare a bazei transistorului vom neglija efectul de şuntare a rezistenţei de sarcină R_s. În acest caz $E_0^* = E_0$ şi coeficientul de neliniaritate va fi determinat din relaţia :

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E_e} \cdot \frac{(R_e + R_b)\, h_{22e} + \Delta}{\frac{E_b}{E_e}[-h_{21e} + (R_e + R_b)\, h_{22e} + \Delta] + h_{21e}} \qquad (27)$$

Pentru $R_b = 0$ şi $E_b = 0$ se obţine o funcţionare a transistorului cu baza la masă, pentru

care rezultă liniaritatea cea mai bună. Coeficientul de neliniaritate în acest caz este egal cu :

$$\varepsilon_0 = \frac{U_m}{E_e} \cdot \frac{R_e h_{22e} + \Delta}{h_{21e}}. \qquad (28)$$

Pentru $R_b = 0$ se obţine următoarea expresie a coeficientului de neliniaritate :

$$\varepsilon_1 = \frac{U_m}{E_e} \cdot \frac{R_e h_{22e} + \Delta}{\eta(-h_{21e} + R_e h_{22e} + \Delta) + h_{21e}}, \qquad (29)$$

în care s-a notat :

$$\eta = \frac{E_b}{E_e}.$$

Gradul de înrăutăţire al coeficientului de neliniaritate pentru acest caz faţă de conexiunea bază comună îl vom exprima prin raportul :

$$\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} = \frac{h_{21e}}{\eta(-h_{21e} + R_e h_{22b} + \Delta) + h_{21e}}. \qquad (30)$$

Pentru un transistor cu parametrii $h_{11e} = 1\,500\ \Omega$, $h_{12e} = 3{,}1 \cdot 10^{-4}$, $h_{21e} = 49$, $h_{22e} = 25 \cdot 10^{-6}$ s şi $R_e = 1$ kΩ, raportul $\varepsilon_1/\varepsilon_0$ în funcţie de η este reprezentat în figura 6. Este clar că η trebuie luat mai mic decît unitatea, în caz contrar joncţiunea emitorului nu mai este polarizată.

În cazul în care $E_b = 0$, expresia coeficientului de neliniaritate este :

$$\varepsilon_2 = \frac{U_m}{E_e} \cdot \frac{(R_e + R_b) h_{22e} + \Delta}{h_{21e}}. \qquad (31)$$

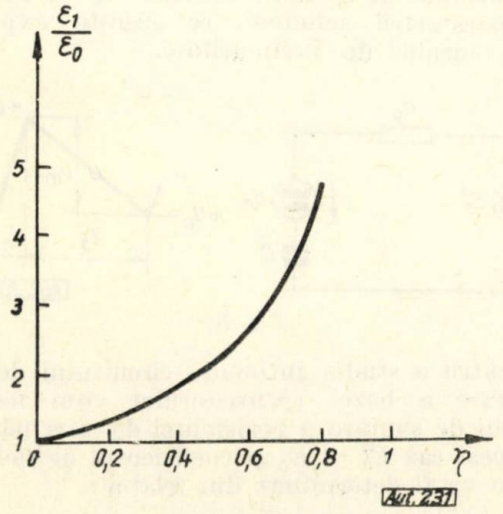


Fig. 6

Efectuînd raportul $\varepsilon_2/\varepsilon_0$ rezultă :

$$\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_0} = 1 + \frac{\xi}{1 + \dfrac{\Delta}{h_{22e} R_e}}, \qquad (32)$$

în care s-a notat :

$$\xi = \frac{R_b}{R_e}.$$

Pentru un transistor cu parametrii de mai sus şi pentru $R_e = 1$ kΩ, raportul $\varepsilon_2/\varepsilon_0$ în funcţie de ξ este reprezentat în figura 7.

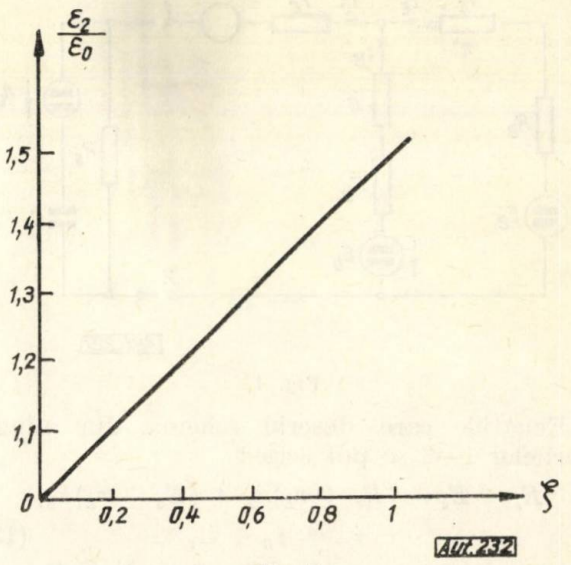


Fig. 7

Din expresia (32) reiese că introducerea rezistenţei R_b în baza transistorului nu influenţează substanţial coeficientul de neliniaritate. În cazurile practice se poate deci alimenta baza transistorului de la un divizor rezistiv nedecuplat luînd, de exemplu, $R_b = (0{,}4 \ldots 0{,}8)\ R_e$, pentru care înrăutăţirea liniarităţii este de circa (1,2 ... 1,4) ori faţă de cazul în care divizorul s-ar decupla cu un condensator.

În practică, tensiunile de alimentare a emitoarelor şi bazelor transistoarelor sînt alese în funcţie de tensiunile de alimentare de care se dispune, de potenţialele impuse nivelelor extreme ale tensiunii pe condensator, de amplitudinea impusă tensiunii ce ia naştere pe condensator şi de gradul de liniaritate al celor două pante. De exemplu, pentru cazul în care se cere amplitudinea maximă, tensiunile E_p şi E_{pb} se aleg pozitive, iar E_n şi E_{nb} se aleg negative.

3. Rezultate experimentale

Rezultatele teoretice obţinute au fost confirmate de măsurătorile efectuate la experimentarea diferitelor variante. În figura 8 sînt prezentate cîteva oscilograme obţinute cu schema din figura 1, în care figura 8,*a* reprezintă tensiunea de formă triunghiulară cu divizorul din baza transistorului T_p nedecuplat; figura 8,*b* reprezintă tensiunea de

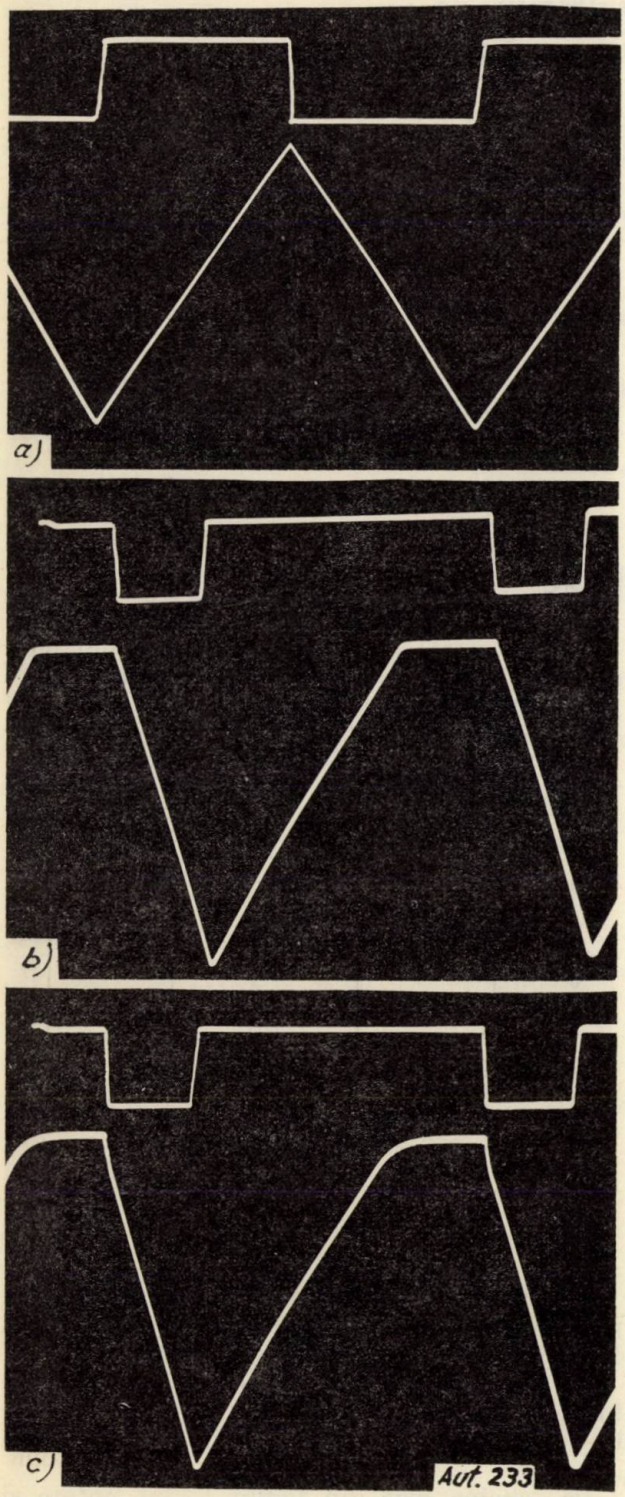


Fig. 8

formă trapezoidală cu divizorul din baza transistorului T_p decuplat cu condensator; figura 8, *c* reprezintă aceeaşi tensiune ca în figura 8, *b*, dar cu divizorul din baza transistorului T_p nedecuplat cu condensator. Comanda transistoarelor a fost făcută cu impulsuri de perioadă egală cu 64 μs.

Pentru $E_n = -9$V, $E_p = 9$V, $E_{nb} = 0$, $E_{pb} = 5$ V, $R_n = R_p = 1$ kΩ, $U_\gamma = 0{,}15$ V, $R_\gamma = 120$ Ω, $U_{EB2} = 0{,}2$ V, $U_{BE1} = 0{,}6$ V, relaţiile (4) — (7) devin respectiv (R_{i1} şi R_{i2} sînt exprimate în kΩ):

$$\begin{aligned} U_2 &\geqslant 9R_{i2} + 1{,}23, \\ U_2 &\geqslant 12{,}5\ R_{i2} + 5{,}2, \\ U_1 &\leqslant -4R_{i1} + 64{,}67, \\ U_1 &\leqslant -7{,}3\ R_{i1} + 0{,}6. \end{aligned} \tag{33}$$

Curbele din figura 9 reprezintă dreptele construite conform relaţiilor (33) în care s-a luat semnul egal. Din relaţiile (33) sau din graficul din figura 9 se pot afla nivelele extreme ale tensiunii de comandă în funcţie de rezistenţa internă a sursei semnalului de comandă. De exemplu, pentru o sursă cu $R_{i1} = R_{i2} = 0{,}2$ kΩ se găsesc $U_2 = 7{,}7$ V (regiunea haşurată H_2) şi $U_1 = -0{,}87$ V (regiunea haşurată H_1).

4. Concluzii

Schema propusă asigură performanţe ridicate în ceea ce priveşte coeficientul de liniaritate şi coeficientul de utilizare al tensiunii de alimentare.

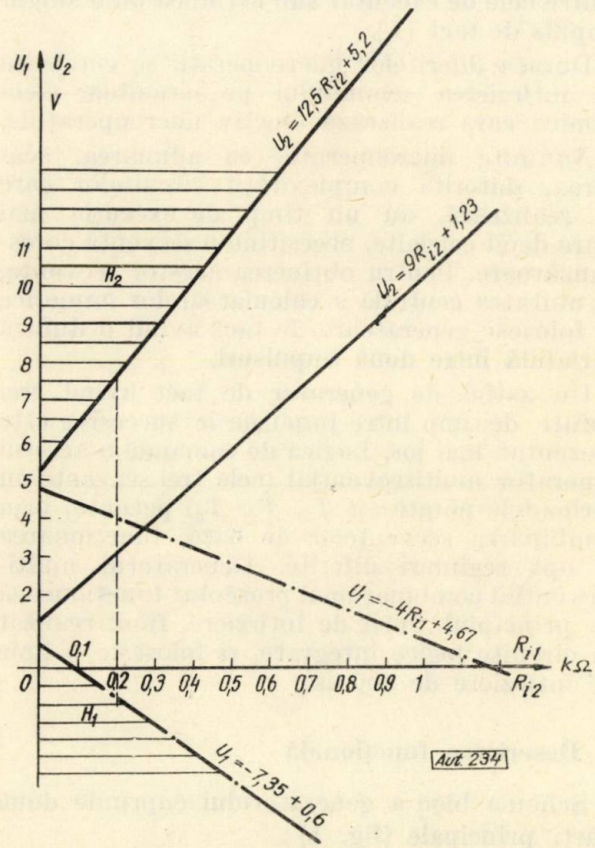


Fig. 9

Printr-o proiectare corespunzătoare se poate asigura ca sursa impulsurilor de comandă să

nu influenţeze asupra elementelor de formare a tensiunii triunghiulare sau trapezoidale.

Liniaritatea maximă a celor două pante ale tensiunii generate se obţine pentru conexiunea bază comună, care este asigurată prin decuplarea bazelor transistoarelor cu cîte un condensator dimensionat corespunzător. Această decuplare este absolut necesară în cazul formării tensiunii de formă trapezoidală.

În cazul nedecuplării cu un condensator a bazelor transistoarelor, înrăutăţirea liniarităţii tensiunii generate este mai mică de 1,5 ori faţă de cazul decuplării, dacă rezistenţa echivalentă din circuitul bazei se alege mai mică decît rezistenţa din emitor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bruchholz, U. E. *Ein transistorisierter Sagezahngenerator.* În: Radio und Fernschen, nr. 6, 1966, p. 170–172.

[2] Iakovlev, V. N. *Impulsnîe gheneratorî na tranzistorah.* Kiev, 1968.

[3] Wilhelm, K. *Generator für Drieck-Sagezahn und Rechtecksehwingungen.* În: Funk-Technik, nr. 5, 1971, 174–175.

[4] Mitrofan, I. Gh. *Generator pentru forme de undă specială.* Brevet 61154/25 ian 1971.

[5] Mitrofan, I. Gh. *Generatoare de impulsuri şi de tensiune liniar variabilă.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1969.

Ing. PETRE F. CERGAN

GENERATOR MULTISECVENŢIAL COMBINAŢIONAL

În echipamentele electronice de calcul comanda microoperaţiilor (operaţii elementare) se face prin intermediul generatorului de tact, ale cărui secvenţe corespund duratei microinstrucţiunilor.

Timpul de execuţie a unei microinstrucţiuni depinde de durata celei mai lungi microoperaţii dintre cele de executat sub acţiunea unui singur impuls de tact [1].

Durata diferitelor microoperaţii se corelează cu întîrzierea semnalului pe circuitele electronice care realizează efectiv microoperaţiile.

Anumite microoperaţii, ca adunarea, scăderea, datorită complexităţii circuitelor care le realizează, au un timp de execuţie mai mare decît celelalte, necesitînd o secvenţă corespunzătoare. Pentru obţinerea acestor secvenţe, în unitatea centrală a calculatoarelor numerice se folosesc generatoare de tact avînd o durată variabilă între două impulsuri.

Un astfel de generator de tact avînd trei durate de timp între impulsurile succesive este prezentat mai jos. Logica de comandă a acestui generator multisecvenţial (cele trei secvenţe au perioadele notate cu T_1, T_2, T_3) permite, prin combinarea secvenţelor de bază, funcţionarea în opt regimuri diferite. Generatorul multisecvenţial combinaţional prezentat funcţionează pe principiul liniei de întîrziere, fiind realizat cu circuite logice integrate, şi foloseşte o linie de întîrziere de 500 ns.

1. Descrierea funcţională

Schema bloc a generatorului cuprinde două părţi principale (fig. 1):

— prima reprezintă partea de generare propriu-zisă a impulsurilor, adică linia de întîrziere şi circuitele de comandă ale liniei;

—a doua parte cuprinde logica de comandă, pornire, blocare şi selectare a diferitelor secvenţe ale generatorului, toate aceste operaţii efectuîndu-se manual de la panoul de comandă.

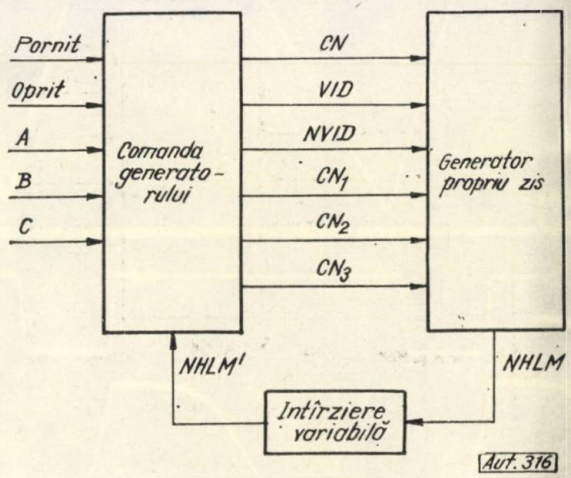


Fig. 1. Schema bloc.

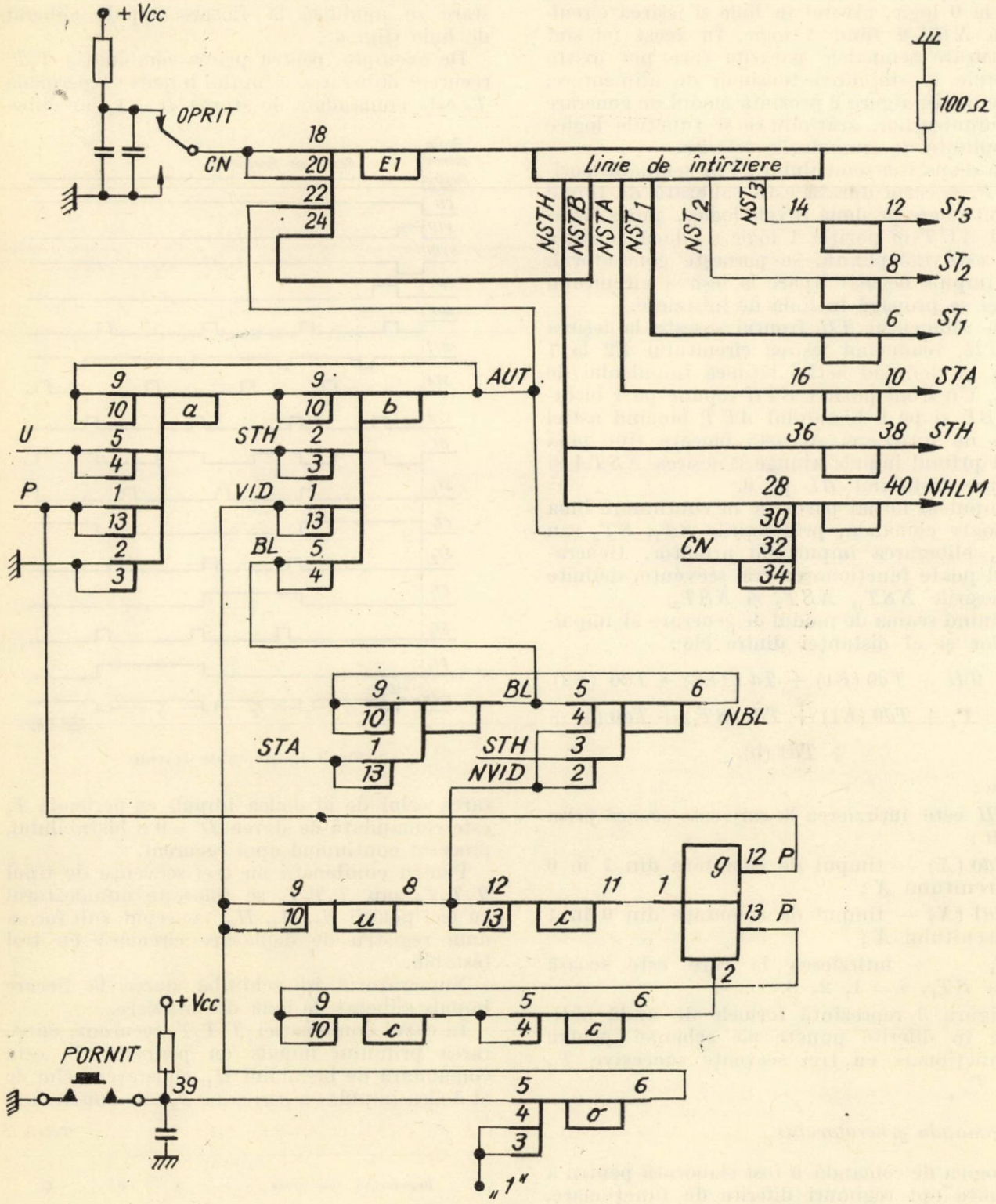
Generatorul multisecvenţial combinaţional poate avea trei perioade notate cu T_1, T_2, T_3, lăţimea impulsurilor fiind constantă.

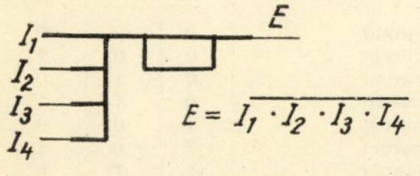
Partea de comandă a generatorului permite funcţionarea acestuia în opt regimuri diferite în funcţie de valorile logice a trei variabile A, B, C.

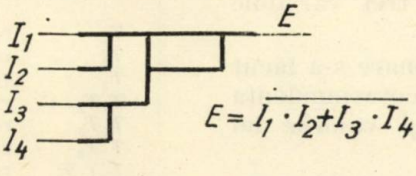
Pe schema bloc din figura 1 sînt notate şi semnalele de interferenţă între cele două părţi. De la panoul de comandă se acţionează asupra schemei de comandă. Impulsurile date de linia de întîrziere sînt folosite şi pentru comanda generatorului în regimurile combinaţionale.

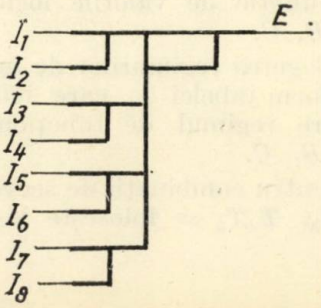
Generarea impulsurilor

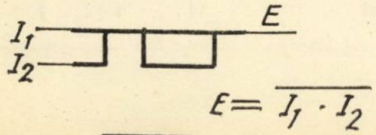
La punerea sub tensiune (fig. 2), un impuls pozitiv *VID* poziţionează bistabilii *AUT* şi

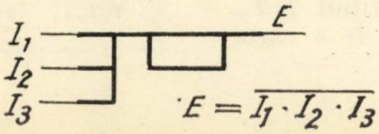

+ Vcc
OPRIT
CN
18
20
22
24
E1
Linie de întîrziere
100 Ω
NSTH
NSTB
NSTA
NST1
NST2
NST3
14
12
ST3
8
ST2
6
ST1
16
10
STA
36
38
STH
28
40
NHLM
30
32
34
AUT
9
10
a
b
U
5
4
STH
2
3
P
1
13
2
3
VID
1
13
BL
5
4
CN
9
10
BL
5
6
4
NBL
STA
1
13
STH
3
NVID
2
9
10
8
12
13
11
1
g
12 P
13 P̄
2
+ Vcc
PORNIT
39
5
6
4
3
„1"


I1
I2
I3
I4
E
E = I1 · I2 · I3 · I4


I1
I2
I3
I4
E
E = I1 · I2 + I3 · I4


I1
I2
I3
I4
I5
I6
I7
I8
E
E = I1 · I2 + I3 · I4 + I5 · I6 + I7 · I8


I1
I2
E
E = I1 · I2


I1
I2
I3
E
E = I1 · I2 · I3

Aut.317

BL la 0 logic, nivelul în linie şi ieşirea circuitului $NHLM$ fiind 1 logic. În acest fel sînt înlăturate semnalele parazite care pot exista în linie la stabilirea tensiunii de alimentare. Schema din figura 2 prezintă modul de generare al impulsurilor, arătîndu-se şi funcţiile logice îndeplinite de simbolurile folosite.

La dispariţia semnalului VID, semnalul pozitiv P, a cărui durată este calibrată de timpii de întîrziere pe două nivele logice, pune bistabilul AUT în poziţia 1 logic şi, dacă condiţia CN este îndeplinită, se porneşte generatorul. Un impuls negativ apare la ieşirea circuitului $E1$ şi se propagă în linia de întîrziere.

La momentul TH frontul soseşte la ieşirea $NSTH$, readucînd ieşirea circuitului $E2$ la 1 logic şi definind astfel lăţimea impulsului de ceas. Un front pozitiv STH repune pe 1 bistabil BL şi pe 0 bistabilul AUT blocînd astfel linia de întîrziere. Această blocare ţine pînă cînd primul impuls ajunge la ieşirea $NSTA$ şi repune bistabilul BL pe 0.

Impulsul iniţial parcurge în continuare linia şi poate comanda, prin ieşirile ST_1, ST_2 sau ST_3, eliberarea impulsului următor. Generatorul poate funcţiona cu trei secvenţe, definite de ieşirile NST_1, NST_2 şi NST_3.

Ţinînd seama de modul de generare al impulsurilor şi al distanţei dintre ele:

$$L = TH + Td0\,(E1) + Td1\,(E2) - Td0\ (E2),$$

$$T_i = P_i + Td0\,(E1) + Td1\,(ST_i) + Td0\,(a) + Td1\,(b),$$

unde:

TH este întîrzierea la care este scoasă priza STH;

$Td0\,(X)$ — timpul de comutare din 1 în 0 a circuitului X;

$Td1\,(X)$ — timpul de comutare din 0 în 1 a circuitului X;

P_i — întîrzierea la care este scoasă priza ST_i, $i = 1, 2, 3$.

Figura 3 reprezintă formele de undă obţinute în diferite puncte ale schemei pentru o funcţionare cu trei secvenţe succesive T_1, T_2, T_3.

Comanda generatorului

Logica de comandă a fost elaborată pentru a permite opt regimuri diferite de funcţionare, în funcţie de valorile logice a trei variabile A, B, C.

Alegerea regimurilor de funcţionare s-a făcut conform tabelei 1, care indică corespondenţa dintre regimul de funcţionare şi valorile lui A, B, C.

Pentru combinaţii de secvenţe de tipul T_1T_2, T_1T_3, T_2T_3 se foloseşte bistabilul D a cărui stare se modifică la fiecare impuls eliberat de linie (fig. 4).

De exemplu, pentru prima combinaţie T_1T_2 recurent eliberarea primului impuls cu perioada T_1 este comandată de starea $D = 1$, iar eliberarea celui de al doilea impuls cu perioada T_2 este comandată de starea $D = 0$ a bistabilului, procesul continuînd apoi recurent.

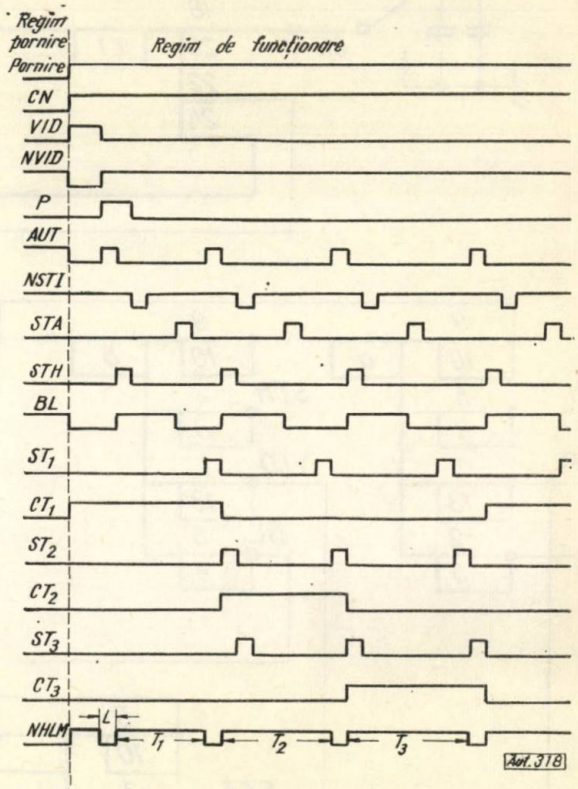


Fig. 3. Diagrama de secvenţe.

Pentru combinaţii cu trei secvenţe de tipul $T_1T_2T_3$ sau $T_1T_3T_2$ se foloseşte numărătorul cu trei poziţii H_1, H_2, H_3, conceput sub forma unui registru de deplasare circulară cu trei bistabili.

Numărătorul îşi schimbă starea la fiecare impuls eliberat de linia de întîrziere.

În cazul combinaţiei $T_1T_2T_3$ recurent, eliberarea primului impuls cu perioada T_1 este comandată de bistabilul H_1, eliberarea celui de al doilea impuls cu perioada T_2 este comandată

Tabela 1

Regimuri de funcţionare		A	B	C
T_1	recurent	0	0	0
T_2	recurent	0	0	1
T_3	recurent	0	1	0
T_1T_2	recurent	0	1	1
T_1T_3	recurent	1	0	0
T_2T_3	recurent	1	0	1
$T_1T_2T_3$	recurent	1	1	0
$T_1T_3T_2$	recurent	1	1	1

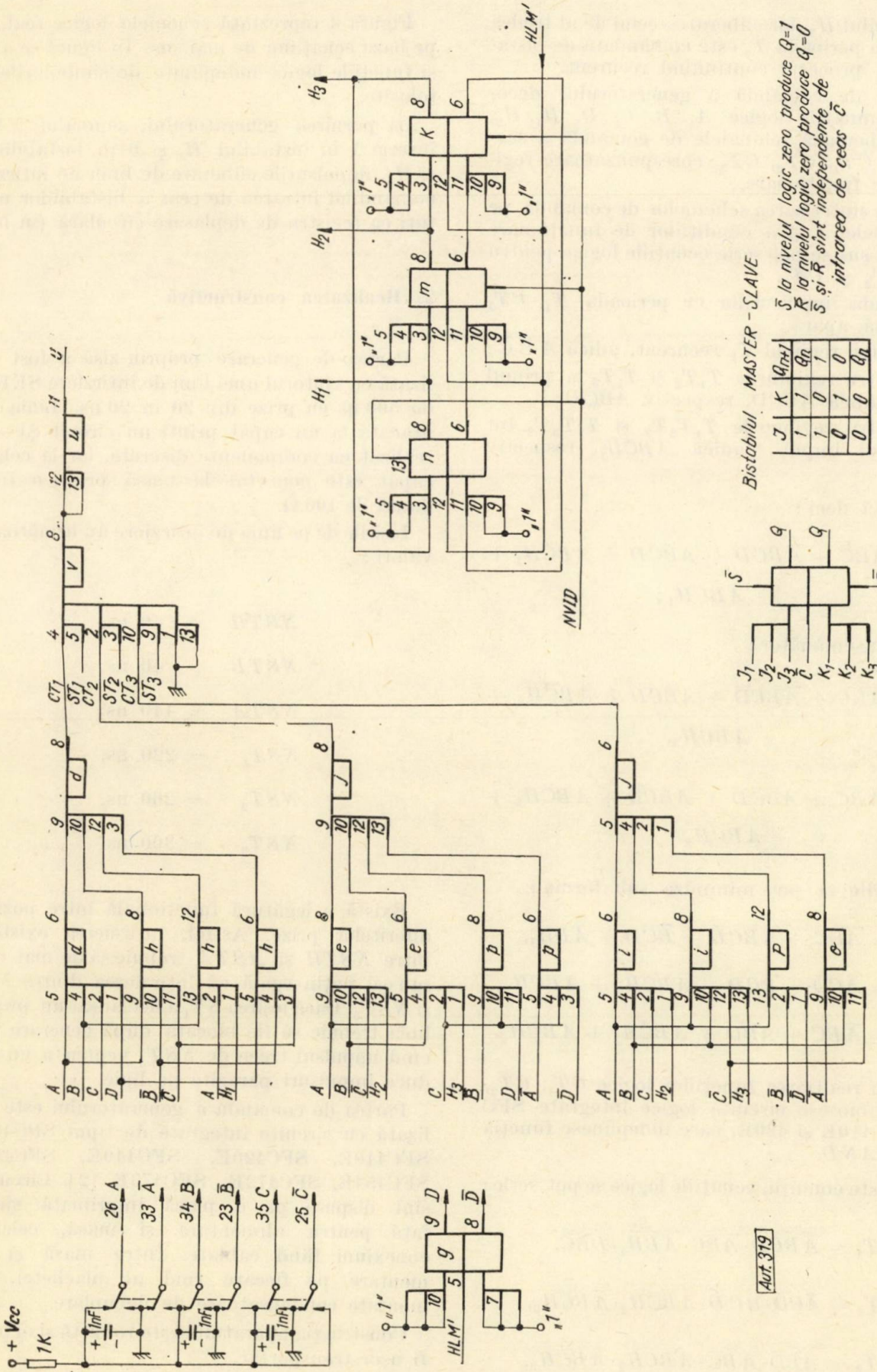


Fig. 4. Schemă de comandă a generatorului.

de bistabilul H_2, iar eliberarea celui de al treilea impuls cu perioada T_3 este comandată de bistabilul H_3, procesul continuînd recurent.

Partea de comandă a generatorului decodifică semnalele logice A, B, C, D, H_1, H_2, H_3 şi eliberează semnalele de comandă a secvenţelor CT_1, CT_2, CT_3, corespunzătoare regimului de funcţionare.

Pentru sintetizarea schemelor de comandă, pe baza tabelei 1 şi a condiţiilor de funcţionare date mai sus se pot scrie ecuaţiile logice pentru CT_1, CT_2 şi CT_3.

Comanda impulsurilor cu perioada T_1, CT_1 trebuie să apară :

— pentru regimul T_1 recurent, adică $\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}$;

— pentru regimurile T_1T_2 şi T_1T_3 la primul impuls, adică $\overline{A}BCD$, respectiv $A\overline{B}\overline{C}D$;

— pentru regimurile $T_1T_2T_3$ şi $T_1T_3T_2$ tot la primul impuls, adică $AB\overline{C}H_1$, respectiv $ABCH_1$.

Rezultă deci :

$$CT_1 = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}BCD + A\overline{B}\overline{C}D + AB\overline{C}H_1 + ABCH_1;$$

în mod asemănător :

$$CT_2 = \overline{A}\overline{B}C + \overline{A}BC\overline{D} + A\overline{B}CD + AB\overline{C}H_2 + ABCH_3,$$

$$CT_3 = \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\overline{C}\overline{D} + A\overline{B}C\overline{D} + AB\overline{C}H_3 + ABCH_2.$$

Ecuaţiile se pot minimiza sub forma :

$$CT_1 = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}BCD + \overline{B}\overline{C}D + ABH_1,$$

$$CT_2 = \overline{A}C\overline{D} + \overline{B}CD + AB\overline{C}H_2 + ABCH_3,$$

$$CT_3 = \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}\overline{D} + AB\overline{C}H_3 + ABCH_2.$$

Pentru realizarea funcţiilor logice CT_1, CT_2, CT_3 se folosesc circuite logice integrate SFC de tipul 410E şi 420E, care îndeplinesc funcţia logică $NAND$.

În aceste condiţii, ecuaţiile logice se pot scrie :

$$CT_1 = \overline{\overline{A}BCD \cdot \overline{A}B\overline{C} \cdot ABH_1 \cdot D\overline{B}\overline{C}},$$

$$CT_2 = \overline{\overline{A}C\overline{D} \cdot \overline{B}CD \cdot AB\overline{C}H_2 \cdot ABCH_3},$$

$$CT_3 = \overline{A\overline{B}\overline{D} \cdot \overline{A}B\overline{C} \cdot ABCH_2 \cdot AB\overline{C}H_3}.$$

Figura 4 reprezintă schemele logice realizate pe baza ecuaţiilor de mai sus. În figură se arată şi funcţiile logice îndeplinite de simbolurile noi folosite.

La pornirea generatorului, semnalul $NVID$ înscrie 1 în bistabilul H_1 şi 0 în bistabilii H_2 şi H_3, impulsurile eliberate de linia de întîrziere comandînd intrarea de ceas a bistabililor montaţi ca registru de deplasare circulară (în inel).

2. Realizarea constructivă

Partea de generare propriu-zisă a fost realizată cu ajutorul unei linii de întîrziere SERGE de 500 ns cu prize din 20 în 20 ns. Linia este atacată la un capăt printr-un circuit ŞI—NU realizat cu componente discrete, iar la celălalt capăt este conectat la masă printr-o impedanţă de 100 Ω.

Ieşirile de pe linia de întîrziere au următoarele valori :

$$NSTH = 40 \text{ ns},$$

$$NSTB = 40 \text{ ns},$$

$$NSTA = 140 \text{ ns},$$

$$NST_1 = 220 \text{ ns},$$

$$NST_2 = 260 \text{ ns},$$

$$NST_3 = 300 \text{ ns}.$$

Există o legătură funcţională între poziţiile diferitelor prize. Astfel, întîrzierea existentă între $NSTH$ şi $NSTA$ trebuie să fie mai mare sau cel puţin egală cu întîrzierea dintre NST_1 şi NST_3. Dacă ieşirea ST_1 a declanşat un impuls, linia trebuie să fie blocată după generare pînă cînd impulsul trece de NST_3 pentru a nu produce impulsuri parazite pe linie.

Partea de comandă a generatorului este realizată cu circuite integrate de tipul SFC400E, SFC410E, SFC420E, SFC440E, SFC451E, SFC454E, SFC472E, SFC473E [2]. Circuitele sînt dispuse pe o placă imprimată simplă faţă pentru alimentare şi masă, celelalte conexiuni fiind cablate. Între masă şi alimentare, pe fiecare rînd al plachetei, sînt montate condensatoare de decuplare.

Construcţia aparatului este robustă şi el poate fi uşor transportat.

3. Concluzii

Pentru prizele de pe linie arătate mai sus s-au obţinut practic următoarele valori :

$$T_1 = 240 \text{ ns},$$
$$T_2 = 280 \text{ ns},$$
$$T_3 = 320 \text{ ns},$$
$$L = 60 \text{ ns}.$$

Valorile măsurate verifică formulele date mai sus pentru L, T_1, T_2 şi T_3.

Amplitudinea impulsului este de 4 V, deci suficient de mare pentru a comanda alte circuite integrate.

Schimbarea regimului de funcţionare prin modificarea variabilelor A, B, C nu întrerupe funcţionarea recurentă a generatorului.

În gama de temperatură admisă pentru funcţionarea corectă a circuitelor integrate (0—70°C), generatorul multisecvenţial combinaţional funcţionează stabil în toate cele opt regimuri de funcţionare.

Construcţia modulară a aparatului permite înlocuirea uşoară a plachetei cu linia de întîrziere, generatorul putînd fi utilizat ca testor pentru plachete specializate MD—11.

Posibilitatea de a modifica valorile prizelor pentru NST_1, NST_2, NST_3 permite obţinerea unei mulţimi de secvenţe cu durate de timp diferite, care pot fi combinate în opt regimuri de lucru, justificînd prin aceste posibilităţi reale denumirea de generator multisecvenţial combinaţional.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cergan, P. F. *Utilizarea memoriilor ROS pentru comanda calculatoarelor numerice.* În Automatica şi Electronica, nr. 4, 1971, p. 172—177.

[2] *Catalog circuite integrate SESCOSEM,* 1969—1970.

Dr. ing. PANTELIMON CONSTANTIN

Amplificatorul de curent mediu cu un transistor alimentat în curent alternativ

În multe instalaţii electronice industriale etajele finale de amplificare se alimentează cu tensiune alternativă, eliminîndu-se sursa de curent continuu în etajele de putere.

Această posibilitate derivă din faptul că unele sarcini, cum ar fi motoarele electrice, pot fi alimentate cu curent nesinusoidal.

Semnalul de intrare în amplificator modifică componenta continuă a curentului nesinusoidal din sarcină în cazul motoarelor de curent continuu şi amplitudinea armonicii întîi a acestui curent în cazul motoarelor de curent alternativ.

Deşi diverse variante de circuite cu transistoare alimentate în curent alternativ sînt cunoscute şi aplicate în instalaţii industriale, problemele teoretice ale acestora nu sînt riguros tratate în literatură, iar în unele lucrări se strecoară erori.

De exemplu, în lucrarea „Elektronniie i poluprovodnikoviie ustroistva sistem avtomaticeskovo upravleniia" de M. Balaşov ş.a., apărută în editura Maşinostronie în 1966, prezentîndu-se o teorie referitoare la funcţionarea transistoarelor alimentate în curent alternativ, se ajunge la o concluzie greşită privind forma de variaţie a curentului prin sarcină şi, în consecinţă, la o serie de relaţii teoretic eronate.

În această lucrare, bazîndu-ne pe aceleaşi premise, se vor stabili relaţii corecte care descriu funcţionarea amplificatorului de curent mediu elementar, realizat cu un transistor în conexiunea emitor comun, alimentat cu tensiune alternativă.

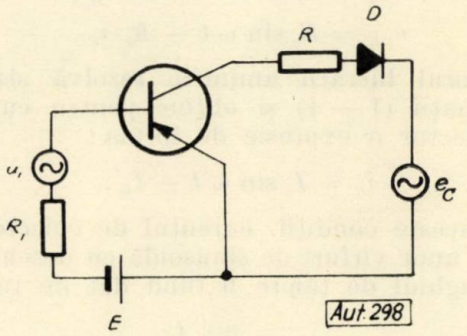


Fig. 1

Schema de bază (fig. 1) cuprinde, în circuitul de intrare, sursa de semnal alternativ sinusoidal cu amplitudinea tensiunii electromotoare U_i şi rezistenţa internă R_i în serie cu

tensiunea continuă E pentru fixarea punctului static de funcţionare. În circuitul de colector se introduc sursa de curent alternativ pentru alimentare, sarcina considerată iniţial rezistivă R şi o diodă D pentru anularea curentului de colector la polarizarea pozitivă a acestuia.

Caracteristica statică de intrare se liniarizează pe porţiuni (fig. 2).

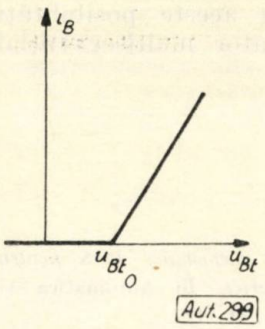


Fig. 2

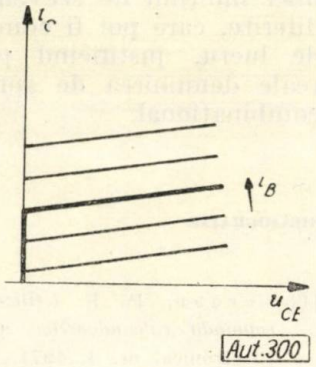


Fig. 3

Pentru $u_{BE} < u_{BE_0}$ curentul de bază este nul, iar pentru $u_{BE} > u_{BE_0}$ creşte liniar după ecuaţia :

$$i_B = \frac{u_{BE} - u_{BE_0}}{R_{int}}. \tag{1}$$

Caracteristicile statice de ieşire se liniarizează de asemenea pe porţiuni (fig. 3).

Pentru valori ale curentului de colector mai mici decît curentul de saturaţie, tensiunea de colector se consideră nulă (rezistenţă de saturaţie nulă), iar pentru valori mai mari, curentul de colector variază liniar după ecuaţia :

$$i_C = \beta i_B + i_{CB_0}(1 + \beta) + \frac{u_{CE}}{R_{ieş}}. \tag{2}$$

Ecuaţiile circuitelor de intrare şi ieşire :

$$u_{BE} = u_i + E - R_i \cdot i_B, \tag{3}$$

$$u_{CE} = E_c \sin \omega t - R_c \cdot i_C. \tag{4}$$

Autorul lucrării amintite rezolvă sistemul de ecuaţii (1 — 4) şi obţine pentru curentul de colector o expresie de forma :

$$i_C = I_c \sin \omega t - I_C. \tag{5}$$

În aceste condiţii, curentul de colector are forma unor vîrfuri de sinusoidă cu deschiderea 2θ, unghiul de tăiere θ fiind dat de relaţia :

$$\theta = \arcsin \frac{I_C}{I_c}. \tag{6}$$

Această concluzie este eronată deoarece ecuaţiile (1) şi (2) caracterizează numai anumite porţiuni ale caracteristicilor statice, care în ansamblu sînt neliniare.

În consecinţă, toate relaţiile stabilite în continuare în lucrare de autor sînt eronate deoarece se bazează pe concluzia arătată.

Pentru obţinerea unor rezultate corecte este necesar să se stabilească forma caracteristicilor dinamice şi a curentului de colector.

Întrucît aceste forme sînt determinate de mărimile din circuitul de intrare, se vor considera în continuare cazurile cele mai caracteristice care intervin în practică.

1. Semnalul de intrare nul şi $E > u_{BE_0}$.

În acest caz curentul de bază este constant şi determinat de ansamblul ecuaţiilor (1 — 3) :

$$i_{B0} = \frac{E - u_{BE}}{R_{int} + R_i}. \tag{7}$$

Caracteristica dinamică în planul $i_C - u_{CE}$ coincide cu caracteristica statică corespunzătoare curentului constant i_{B_0}. Punctul de funcţionare se deplasează pe verticală pînă în punctul A şi apoi pe caracteristica statică pînă în punctul B, dacă amplitudinea tensiunii de alimentare a colectorului este suficient de mare încît $i_{C\ ax} = \frac{E_C}{R_C}$ să depăşească valoarea de saturaţie.

Curentul de saturaţie se deduce din (2) cu condiţia $u_{CE} = 0$, fiind dat de intersecţia dreptei (2) cu axa i_C :

$$i_{CS0} = \beta i_{B_0} + i_{CB_0}(1 + \beta). \tag{8}$$

Ecuaţia caracteristicii dinamice cînd $i_C < i_{CS_0}$ este :

$$u_{CE} = 0. \tag{9}$$

Cînd $i_C > i_{CS_0}$, ecuaţia caracteristicii dinamice este (2).

Pentru valori ale curentului i_C mai mici ca i_{CS0}, valoarea curentului se deduce din (4) cu condiţia $u_{CE} = 0$.

$$i_C = \frac{E_c \sin \omega t}{R_c} = I_c \sin \omega t. \tag{10}$$

Pentru valori mai mari decît i_{cs_0}, expresia curentului se deduce rezolvînd ansamblul ecuaţiilor (2,4) pentru $i_B = i_{B_0}$.

Dacă se notează :

$$\frac{E_c}{R_c + R_{ieş}} = I'_c \text{ şi } \frac{R_{ieş}}{R_c + R_{ieş}} [\beta i_{B0} + (1 + \beta) i_{B_0}] = I'_C \tag{11}$$

Curentul de colector este dat de relaţia :

$$i_C = I'_c \sin \omega t + I'_C. \tag{12}$$

Momentul ieşirii din saturaţie, caracterizat prin unghiul θ, se deduce simplu din (10) şi (8) punînd condiţia ca i_C să fie egal cu i_{Cs_0} :

$$\theta = \arcsin \frac{R_c [\beta i_{B_0} + i_{CB_0}(1 + \beta)]}{E_c} \tag{13}$$

Forma curentului este reprezentată de trei arce de sinusoidă reprezentate în figura 4. Pentru $\omega t < \theta$ şi $\pi > \omega t > -\theta$ curentul este dat de ecuaţia (10) şi curba coincide cu sinu-

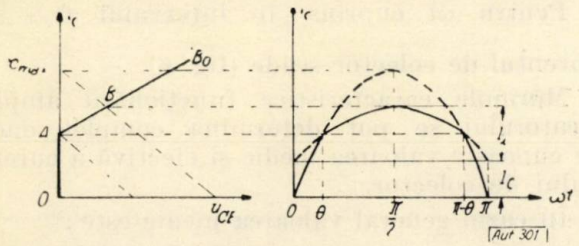


Fig. 4

soida de amplitudine I_c, iar pentru $\theta < \omega t < \pi - \theta$ curentul este dat de ecuaţia (12). Curba coincide cu sinusoida de amplitudine I'_c suprapusă peste componenta continuă pozitivă I'_C.

2. Semnal de intrare în fază cu tensiunea de intrare e_C şi $E = U_{BE_0}$.

În acest caz, curentul de bază este nul pentru ωt cuprins între π şi 2π, iar pentru ωt cuprins între 0 şi π este sinusoidal şi determinat de relaţia :

$$i_B = \frac{U_i \sin \omega t}{R_{int} + R_i} = I_b \sin \omega t. \qquad (14)$$

Caracteristica dinamică este neliniară avînd două porţiuni liniare (fig. 5). Prima porţiune corespunde funcţionării în saturaţie (OA), iar a doua în regiunea liniară a caracteristicilor statice (AB).

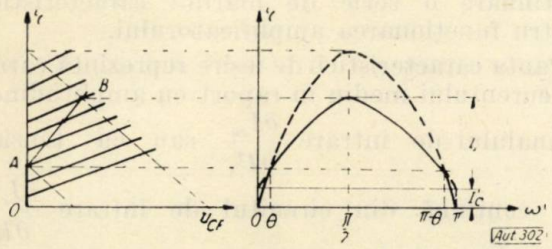


Fig. 5

În regiunea de saturaţie, curentul de colector este dat de asemenea de ecuaţia (10).

Expresia curentului de colector în regiunea liniară se determină rezolvînd sistemul (2,4) cu i_B determinat de relaţia (14) :

$$i_C = I'_c \sin \omega t + I'_c, \qquad (15)$$

cu notaţiile :

$$I'_c = \frac{E_c + \beta I_b R_{ieş}}{R_c + R_{ieş}}; \quad I'_C = \frac{i_{CBO}(1+\beta)}{R_c + R_{ieş}} \qquad (16)$$

Ecuaţia caracteristicii dinamice în regiunea liniară (AB) se deduce din (2,4) eliminînd timpul şi determinînd funcţia $i_C = f(u_{CE})$.

Se obţine dreapta de ecuaţie :

$$i_C = \left[1 - \frac{\beta I_b R_c}{E_c}\right] = u_{CE}\left(\frac{1}{R_{ieş}} + \frac{\beta I_b}{E_c}\right) + i_{CBO}(1+\beta). \qquad (17)$$

Momentul ieşirii din saturaţie se determină din (2) şi (4) punînd condiţia $u_{CE} = 0$ şi egalînd valorile curenţilor obţinuţi.

Se obţine :

$$\theta = \text{arc sin} \frac{i_{CBO}(1+\beta)R_c}{E_c - \beta I_b R_c}. \qquad (18)$$

Momentul ieşirii din saturaţie se poate determina de asemenea intersectînd caracteristica dinamică cu axa i_C, determinînd valoarea curentului la ieşirea din saturaţie şi egalînd cu i_C rezultat din ecuaţia (4) cu $u_{CE} = 0$.

Forma curbei curentului de colector este similară cu cea precedentă avînd trei porţiuni de sinusoidă (fig. 5), cu deosebirea că valorile I'_c şi I'_C sînt date de relaţiile (16).

3. Semnal de intrare în fază cu e_C şi $E > u_{BE_0}$ astfel încît să existe curent de bază în intervalul $0 - 2\pi$.

Curentul de bază are o componentă continuă şi o componentă sinusoidală, expresia acestuia deducîndu-se din rezolvarea sistemului de ecuaţii (1) şi (3) :

$$i_B = I_b \sin \omega t + I_B, \qquad (19)$$

în care :

$$I_b = \frac{U_i}{R_i + R_{int}} \text{ şi } I_B = \frac{E - u_{BE0}}{R_i + R_{int}} \qquad (20)$$

Funcţionarea se va desfăşura în condiţii asemănătoare cazului precedent, caracteristica dinamică avînd o formă identică.

În regiunea de saturaţie, curentul de colector se determină cu ecuaţia (10), iar în regiunea liniară, din rezolvarea sistemului (2,4) cu i_B determinat de (19).

Se deduce :

$$i_C = I'_c \sin \omega t + I'_c, \qquad (21)$$

cu notaţiile :

$$I'_c = \frac{E_c + \beta I_b R_{ieş}}{R_c + R_{ieş}}; I'_C = \frac{\beta I_B + i_{CB_0}(1+\beta)}{R_c + R_{ieş}} R_{ieş}, \qquad (22)$$

Comparînd cu (15) rezultă că i_C are aceeaşi formă, cu deosebirea că componenta continuă are o valoare mai mare, cuprinzînd şi un termen corespunzător curentului continuu de bază I_B (fig. 5).

Ecuaţia caracteristicii dinamice şi momentul ieşirii din saturaţie se determină în mod asemănător şi se obţine :

— caracteristica dinamică :

$$i_c\left(1 - \frac{\beta I_b R_c}{E_c}\right) = u_{CE}\left(\frac{1}{R_{ieş}} + \frac{\beta I_b}{E_c}\right) + i_{CB0}(1 + \beta) + \beta I_B; \quad (23)$$

— unghiul de ieşire din saturaţie

$$\theta = \arcsin \frac{R_c\,[i_{CB0}(1 + \beta) + \beta I_B]}{E_c - I_b R_c}. \quad (24)$$

4. Semnal de intrare în antifază cu e_G şi $E > u_{BE_0}$ astfel încît să existe curent de bază în întreaga perioadă

Utilizînd aceeaşi metodică obţinem expresia curentului de bază sub forma :

$$i_B = - I_b \sin \omega t + I_B, \quad (25)$$

în care I_b şi I_B sînt date de relaţia (20).

În aceste condiţii, caracteristicile statice în planul i_c, u_{CE} se deplasează în jos în intervalul $0 - \frac{\pi}{2}$ deoarece curentul de bază scade. Acest fapt conduce la modificări în forma caracteristicii dinamice şi a curentului de colector (fig. 6).

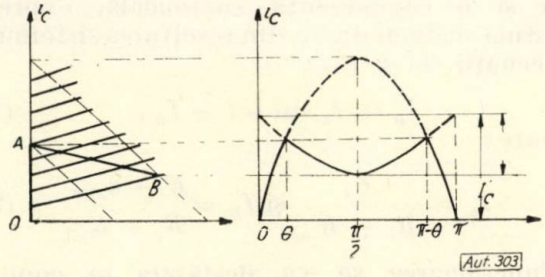


Fig. 6

Ca şi în cazurile precedente se determină curentul de colector şi se obţine :

$$i_C = - I'_c \sin \omega t + I'_C, \quad (26)$$

cu :

$$I'_c = \frac{\beta I_b R_{ieş} - E_c}{R_c + R_{ieş}} \text{ şi } I'_c = \frac{\beta I_B + i_{CB0}(1 + \beta) R_{ieş}}{R_c + R_{ieş}} \quad (27)$$

deoarece pentru valorile obişnuite ale mărimilor respective expresia $\beta I_b R_{ieş} - E_c$ este pozitivă.

Ecuaţia caracteristicii dinamice este :

$$i_c\left(1 + \frac{\beta I_b R_c}{E_c}\right) = u_{CE}\left(\frac{1}{R_{ieş}} - \frac{\beta I_b}{E_c}\right) + i_{CB0}(1 + \beta) + \beta I_B. \quad (28)$$

Din acelaşi motiv, în mod obişnuit caracteristica dinamică este o dreaptă căzătoare (fig. 6).

Unghiul de ieşire din saturaţie este :

$$\theta = \arcsin \frac{R_c[i_{CB0}(1 + \beta) + \beta I_B}{E_b + \beta I_b R_c}. \quad (29)$$

Pentru ωt cuprins în intervalul $\theta - \frac{\pi}{2}$ curentul de colector scade (fig. 6).

Mărimile caracteristice funcţionării amplificatorului se pot determina complet dacă se cunoaşte valoarea medie şi efectivă a curentului de colector.

În cazul general valoarea medie este :

$$I_{c0} = \frac{2}{2\pi}\int_0^0 I_c \sin \omega t\, d\omega t + \frac{2}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} (I'_c \sin \omega t + I'_C)\, d\,\omega t = \frac{1}{\pi}\left[I_c(1 - \cos\theta) + I'_C \cos\theta + I'_C\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\right]. \quad (30)$$

Valoarea efectivă este :

$$I^2_{c_{ef}} = \frac{2}{2\pi}\int_0^0 I_c^2 \sin^2 t\, d\omega t + \frac{2}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} (I'_c \sin \omega t + I'_C)^2\, d\omega t = \frac{1}{\pi}\left[\frac{I_c^2}{4}(2\theta - \sin 2\theta) + \frac{1}{4} I'^2_c(\pi + \sin 2\theta - 2\theta) + I'^2_C\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) + 2I'_c I'_C \cos\theta\right]. \quad (31)$$

În lucrarea menţionată se determină în continuare o serie de mărimi caracteristice pentru funcţionarea amplificatorului.

Panta caracteristicii de ieşire reprezintă variaţia curentului mediu în raport cu amplitudinea semnalului de intrare $\frac{\partial I_{co}}{\partial U_i}$ sau cu tensiunea continuă din circuitul de intrare $\frac{\partial I_{co}}{\partial E}$.

Coeficientul de amplificare reprezintă variaţia valorii medii a tensiunii la bornele sarcinii în raport cu amplitudinea semnalului de intrare $\frac{\partial U_{Ro}}{\partial U_i}$ sau cu tensiunea continuă din circuitul de intrare $\frac{\partial U_{Ro}}{\partial E}$.

De asemenea se determină puterea în sarcină $RI^2_{c_{ef}}$ şi puterea disipată de colector $R_{ieş}I^2_{c_{ef}}$.

În cazul de faţă, relaţiile pentru determinarea pantei caracteristicii de ieşire şi a coeficientului de amplificare sînt relativ complicate astfel că nu se menţionează aici, iar puterile se determină simplu utilizînd relaţiile (30) şi (31).

5. Verificare experimentală

S-a făcut o determinare experimentală a curentului mediu de colector în cazul (2), luîndu-se $E = u_{BE0} = 0{,}3$ V şi utilizîndu-se transistorul EFT 212.

Din caracteristica de intrare liniarizată s-a dedus $R_{int} - 15\ \Omega$.

În zona de lucru, curentul de bază variază între 5 — 50 mA, astfel că pentru valorile rezistenţei de ieşire se obţine o dispersie mare (33 Ω — 150 Ω). Aceeaşi dispersie se obţine şi pentru β, care variază între 20 şi 36. Pentru aceste mărimi s-au luat valorile medii $R_{ieş} = 90\ \Omega$ şi $\beta = 35$.

Cu $E_c = 11{,}2$ V, $R_c = 7\Omega$, $U_i = 0{,}45$ V, $R_i \approx 0$, unghiul θ de ieşire din saturaţie are o valoare foarte mică (30′) încît se neglijează în calcule ($\theta \approx 0$).

De asemenea pentru componenta continuă a curentului de colector I'_C se obţine o valoare neglijabilă ($4 \cdot 10^{-3}$ A).

Amplitudinea componentei sinusoidale a curentului de colector este $I'_c = 1{,}1$ A.

În aceste condiţii, valoarea medie a curentului de colector, calculată cu relaţia (30), este 0,35 A, apropiată de valoarea experimentală de 0,38 A.

6. Concluzii

În cazul cînd funcţionarea amplificatorului studiat are loc numai în regiunea de saturaţie, curentul de colector are formă sinusoidală în semiperioada de conducţie. În ansamblu, forma curentului corespunde redresorului monofazat.

În cazul cînd funcţionarea are loc atît în regiunea de saturaţie cît şi în cea activă, forma curentului de colector în semiperioada de conducţie este nesinusoidală şi constă în trei arce de sinusoidă (fig. 4, 5, 6).

Caracteristicile dinamice sînt neliniare în acest caz; ele sînt formate din două segmente de dreaptă: primul vertical corespunzător funcţionării în saturaţie şi celălalt înclinat corespunzător zonei active.

Relaţiile exacte obţinute se verifică satisfăcător în practică. Diferenţele provin din aproximările făcute prin liniarizarea caracteristicilor şi prin adoptarea unor valori medii pentru rezisenţa de ieşire şi pentru factorul de amplificare în curent β.

Ing. DANIEL BELOIU

TEHNICI NUMERICE DE FORMARE A IMAGINILOR GRAFICE

Sistemele de afişare electronică permit ieşirea rapidă a datelor şi interacţiunea variată şi rapidă a omului cu calculatorul.

Interacţiunea om-calculator cu ajutorul sistemelor de afişare grafică se face on-line, în timp real, şi permite vizualizarea rapidă a reacţiei. Ea poate fi folosită în proiectarea automată, în simulare, modelare, control numeric, învăţare programată, conducerea proceselor şi luarea deciziilor, programări repetitive etc.

Mijloacele electromecanice pentru intrarea şi ieşirea datelor de calculator, maşini de scris, perforatoare etc, au viteze mici de lucru şi sînt incomode (zgomot, siguranţă de funcţionare redusă etc.).

Sistemele electronice cu afişaj optic elimină aceste neajunsuri şi conversaţia om-calculator se poate face în condiţii mai bune.

1. Tehnici de generare a imaginilor

Un sistem de afişare electronică poate fi descompus în trei părţi:

— sistem de prelucrarea datelor (calculator procesor):

— generator de semne şi grafice;

— traductor electronoptic (tub catodic).

Calculatorul trimite date codificate numeric la generatorul de semne şi grafice, iar acesta le transformă în coduri care reprezintă imaginea desfăşurată a graficelor (desenelor). Aceste semnale se transformă apoi în tensiuni de deflexie la tubul catodic.

Blocul, denumit în figura 1 generator de grafice, face funcţia de transformare a datelor din limbajul numeric al calculatorului în limbajul grafic al traductorului.

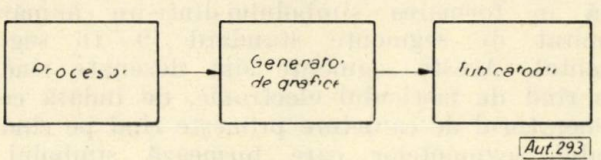


Fig. 1

Prin grafice înţelegem aici orice fel de figuri formate din linii şi puncte. Acestea pot fi caractere alfanumerice sau vectori (este vorba de linii drepte sau curbe).

Există trei tehnici de afişare electronică :

a) tehnica de proiecţie a simbolului, în care acesta apare proiectat cu toate punctele care-l compun ;

b) tehnica de trasare a simbolului, în care simbolul apare analog desenării pe hîrtie cu creionul ;

c) tehnica baleiajului, în care spotul luminos baleiază ecranul cu un rastru de linii.

Mai jos descriem pe scurt aceste tehnici.

2. Tehnica de proiecţie a simbolului

În metoda de generare a simbolului prin proiecţie, caracterul se formează prin modificarea secţiunii fasciculului tubului catodic cu o mască care are forma-şablon particulară a simbolului. Se cunosc mai multe procedee. Un procedeu se bazează pe utilizarea tubului charactron ; alt procedeu foloseşte o mască pentru un caracter (tub individual pentru un simbol) sau mai multe caractere.

Pentru formarea simbolului, se selectează şablonul fie într-un plan, fie în mai multe planuri. Selecţia şablonului se face sau cu circuite de comutaţie, sau prin rotirea unui disc pe care sînt dispuse şabloanele, sau prin rotirea mai multor discuri cu care, prin suprapunere, se formează un simbol.

Metoda de proiecţie permite o generare a simbolului cu viteză mare, de calitate, dar implică dificultăţi la schimbarea caracterelor, la focalizarea fasciculului şi impune limitarea mărimii caracterelor.

Celelalte tehnici sînt folosite mai mult.

3. Tehnica de trasare

În această tehnică fasciculul electronic descrie formatul caracterelor analog cu desenarea cu creionul pe hîrtie. Există trei metode : metoda segmentelor, metoda Fourier, metoda punctelor programate. În continuare se descriu aceste procedee.

Metoda segmentelor

În această metodă, compunerea simbolului se face dintr-un număr de segmente desenate de fasciculul luminos. Aceste segmente pot fi segmente standard sau segmente formate.

Metoda segmentelor standard. Procedeul constă în formarea simbolului dintr-un număr limitat de segmente standard (9—16 segmente). Aceste segmente sînt desenate rînd pe rînd de fasciculul electronic, de îndată ce generatorul de caractere primeşte rînd pe rînd codul segmentelor care formează simbolul. Metoda implică dificultăţi în ce priveşte calitatea desenării simbolului deoarece repertoriul de segmente este limitat. De asemenea schimbarea caracterelor şi introducerea caracterelor noi se fac greu (număr limitat de segmente).

Codul simbolurilor reprezintă alegerea selectivă a segmentelor, iar acestea sînt păstrate într-o memorie fixă de segmente (cu ferite, tambur etc.).

Metoda segmentelor formate. Această metodă compune un caracter nu dintr-un număr limitat de segmente standard ci din segmente care se formează. Există mai multe procedee de generare a segmentelor formate. Un segment poate fi definit fie prin coordonatele a două puncte, fie prin direcţie şi lungime. Ţinînd seamă de cele două definiţii există două procedee :

— procedeul punctelor conectate ;

— procedeul vectorilor.

În primul procedeu, segmentul este codificat prin coordonatele x şi y ale celor două puncte. Pentru desenare, aceste coordonate se transformă în tensiuni de deflexie la tubul catodic (fig. 2). Între cele două puncte spotul desenează segmentul.

În al doilea procedeu se dă direcţia (opt direcţii) şi lungimea vectorului într-un singur cuvînt care memorează codul vectorului. Generatorul de caractere numără punctele vectorului conform lungimii acestuia.

Aceste două procedee codifică de fapt vectorii din care se formează un caracter. O linie curbă se aproximează prin segmente scurte. Codurile vectorilor sub cele două forme se păstrează fie într-o memorie fixă (ele se aleg conform simbolului), fie sînt programate de la calculator. Tehnica segmentelor dă o viteză mai mică decît tehnica proiecţiei, dar este mai rapidă decît tehnica baleiajului.

Metoda Fourier

În această metodă se obţin curbe Lissajous prin amestecarea unor semnale de diferite frecvenţe. Semnalele pot fi sinusoidale (armonice) (fig. 3) sau în trepte (impulsuri).

Metoda este mai scumpă deoarece este mai complicată, implicînd generatoare de unde, amestecarea semnalelor de diferite frecvenţe şi controlul amplitudinilor.

Metoda punctelor programate

În această metodă, fasciculul luminos trasează caracterul punct cu punct conform tensiunilor de deflexie.

Aceste tensiuni se dau succesiv pentru fiecare punct. Coordonatele punctelor se memorează digital (în ferite sau tambur) sau analogic în memorii cu rezistenţe, transformatori etc.

4. Tehnica baleiajului

În această metodă fasciculul luminos parcurge un rastru de linii şi este modulat în intensitate conform formei caracterului. Forma ca-

racterului se păstrează fie într-o memorie, în care caz punctele în care spotul este activ se citesc dintr-o matrice de puncte, fie pe o mască

— memorarea formei :
— procedeul cu mască.

Memorarea formei se face într-o memorie

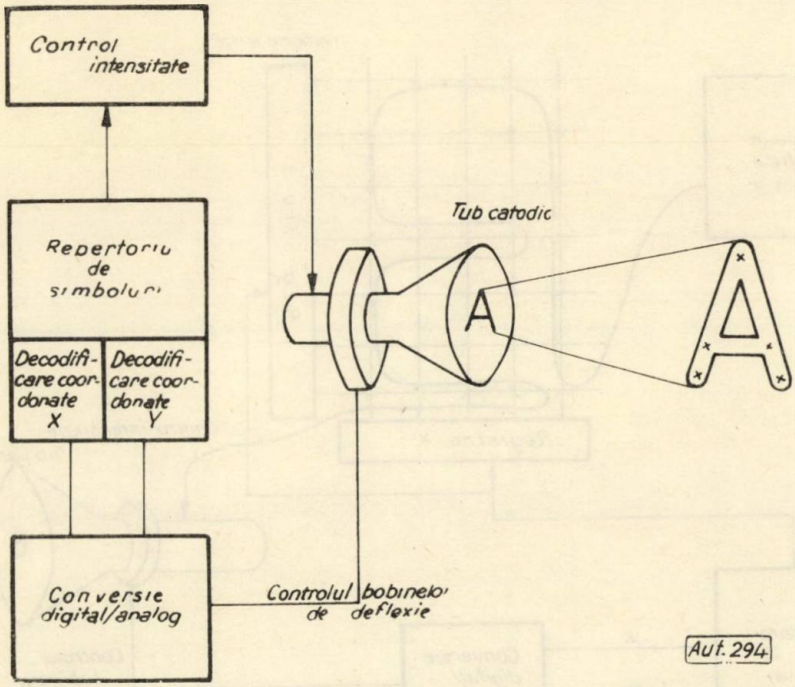


Fig. 2

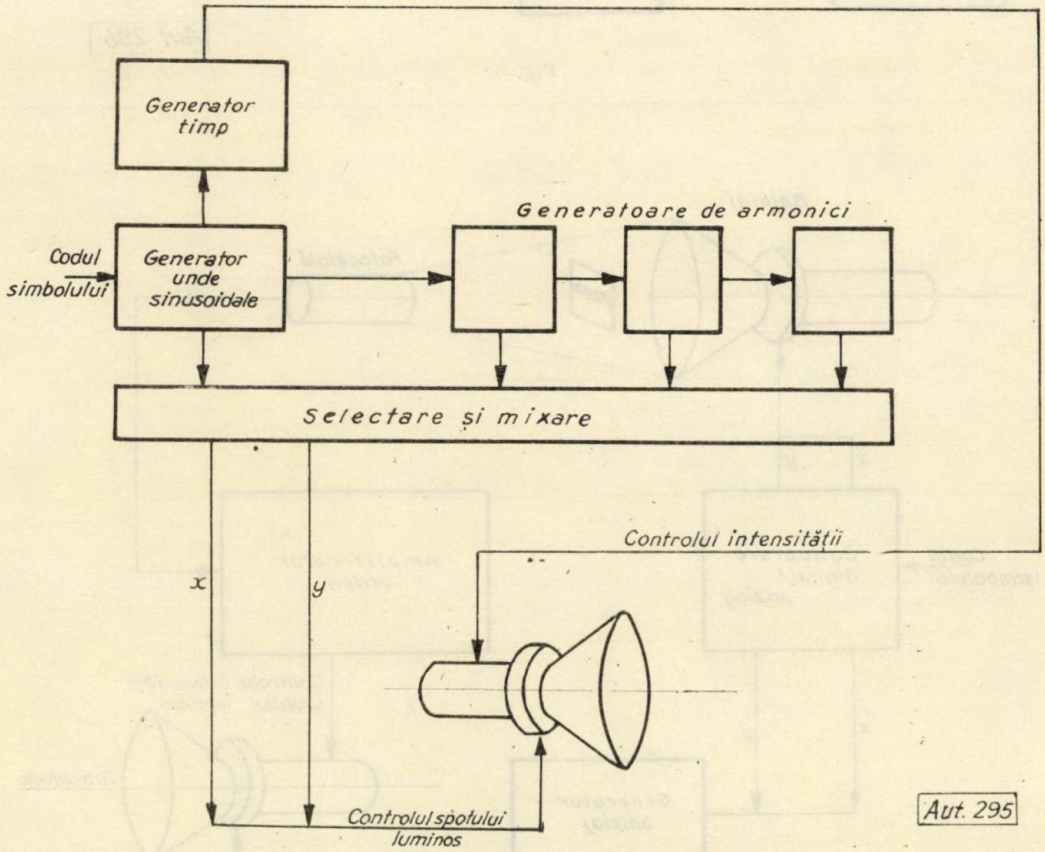


Fig. 3

baleiată de un alt fascicul luminos. Corespunzător există două procedee :

fixă (cu rezistenţe, diode, transformator, ferite) în rastru binar (punctele luminoase ale

formei corespund la 1, iar cele întunecate corespund la 0). Matricea de puncte este de obicei un format de 5 × 7 sau 9 × 16 (coloane şi rînduri). De numărul de puncte depind calitatea definirii caracterului şi diversitatea caracterelor în repertoriul de simboluri, dar

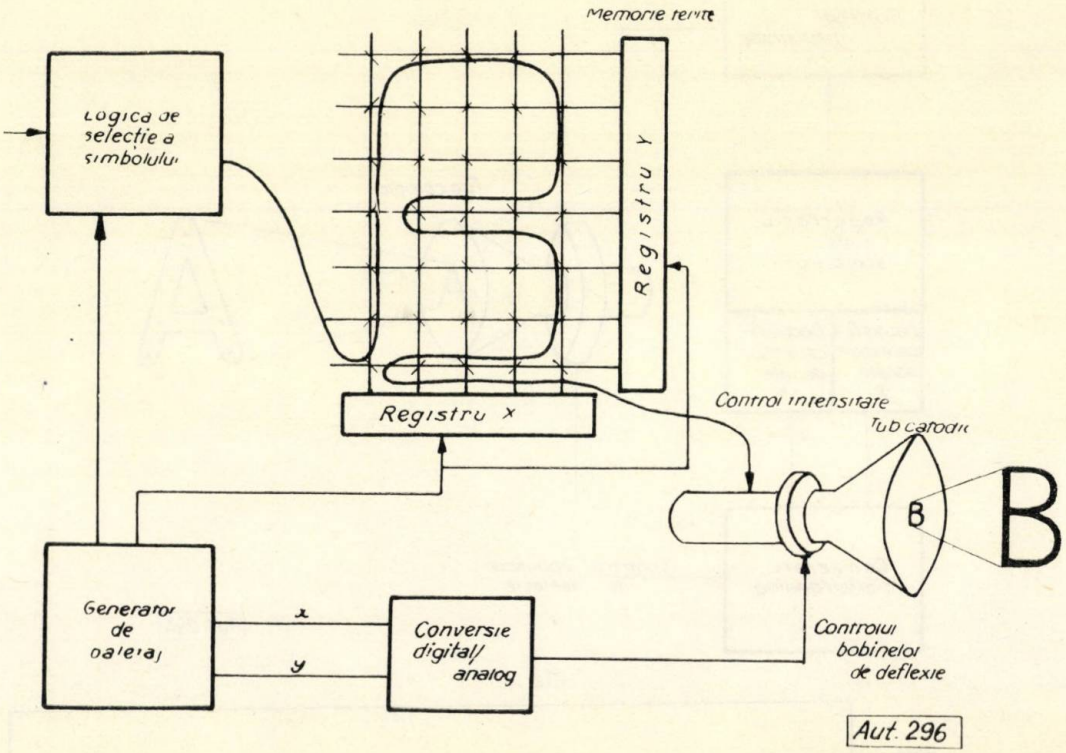


Fig. 4

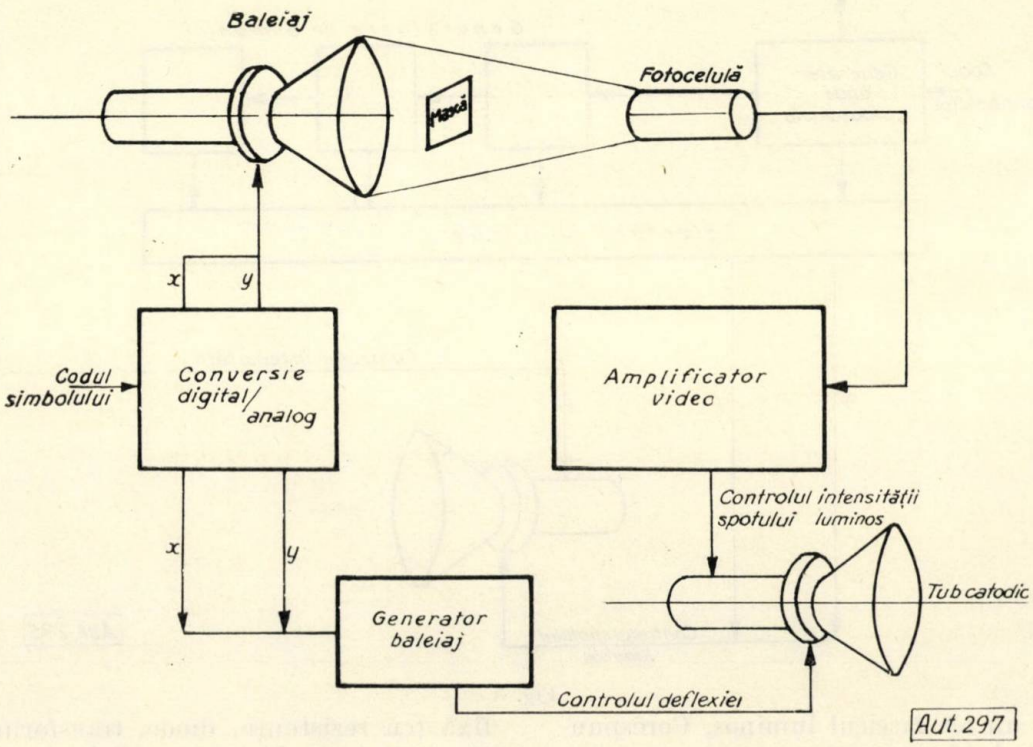


Fig. 5

el nu poate fi mărit prea mult deoarece de aceasta depinde viteza de generare a unui caracter. Caracterele apar desenate fie din puncte (fig. 4), fie din linii echidistante.

În procedeul cu mască, forma caracterului este păstrată şi pe o mască : monoscop sau o ţintă din material cu emisie de electroni secundari. Formarea caracterului se face tot din linii şi puncte, dar semnalele video care modulează spotul se obţin prin baleierea măştii pe un alt tub catodic (fig. 5). Baleiajul poate fi fie în trepte (trepte de înlăţimea unui caracter) în care caz simbolurile se scriu succesiv analog scrierii cu creionul pe hîrtie, fie pe tot ecranul, în care caz baleiajul nu urmăreşte un simbol ci linii din puncte de la mai multe simboluri. Un exemplu din primul tip este sistemul de afişare construit de Control Data.

5. Comparaţia tehnicilor

Criteriile de comparaţie pot fi :

— viteza generării ;

— calitatea simbolului (estetică) ;

— repertoriul de simboluri şi uşurinţa de schimbare a repertoriului (complexitate) ;

— cost.

Un generator de imagini grafice poate comanda afişarea pe unul (în tehnica cu mască proiectată) sau mai multe ecrane. De exemplu, dacă un generator formează un simbol în două microsecunde, iar timpul de deflexie pentru un caracter este de 20 microsecunde, generatorul de caractere poate comanda scrierea pe 10 ecrane. În acest caz viteza generatorului de caractere depinde de :

— numărul de simboluri pe un ecran (20 la radar şi 3 000 la dispozitiv cu ecran de ieşire la calculator, de exemplu) ;

— numărul de console multiplexate la un generator (de exemplu, 1 la 30 console) ;

— frecvenţa de regenerare a imaginii (20—60 Hz) ;

— tipul deflexiei (deflexia electrostatică este mai rapidă) ;

— timpul pentru alte funcţii (poziţionarea caracterului, generarea formatului cadru pe care se trasează vectorii etc.).

Calitatea caracterului depinde de banda de frecvenţă a tensiunilor de deflexie. O calitate bună implică creşterea rezoluţiei. Charactronul dă o calitate bună, dar este scump.

Repertoriul de simboluri cuprinde numărul de alternative generate. Dacă acest număr este mare, sistemul este mai complex şi permite posibilităţi variate de afişare, dar este mai scump. Pentru afişarea caracterelor alfanumerice repertoriul este de 64—128 de simboluri. Firește generatorul de caractere poate genera mult mai multe caractere (la problemele de recunoaştere a formelor pot fi şi 3 000 de alternative, iar scrierea chinezească are 40 000), dar în acest caz creşte complexitatea. O complexitate mare cere şi ea o rezoluţie ridicată. O altă problemă legată de complexitate este şi schimbarea caracterelor. Aceasta trebuie să se facă simplu, fără modificări de structură. De exemplu, la generatorale Fourier trebuie înlocuite cuvintele, la generatoarele cu mască se înlocuieşte masca, la generatoarele de puncte sau linii se reînscrie codul formatului în memorie.

Costul generatoarelor de imagini grafice depinde de tehnica folosită (număr de simboluri, număr de puncte pentru un simbol, viteza de generare, tehnica de deflexie, tipul de circuite folosite etc.).

6. Concluzii

În această lucrare s-au prezentat pe scurt cîteva tehnici folosite pentru generarea imaginilor. Conectarea unui dispozitiv grafic la calculator este deosebit de importantă, deoarece consola grafică este un mijloc de conversaţie cu operatorul. În lucrarea [3] am arătat cum poate fi folosită o consolă grafică în prelucrarea automată a datelor.

Dialogul dintre operator şi calculator se realizează prin intermediul unui creion luminos (light-pen) cu care operatorul „scrie" pe ecranul tubului catodic.

Un creion luminos constă într-o fotodiodă dispusă la capătul unui creion. Cu ajutorul acestuia poate fi atins orice punct de pe ecran. Scrierea pe ecran cu ajutorul creionului luminos se poate face printr-un procedeu de „urmărire" a mişcării creionului pe ecran. Pentru aceasta, calculatorul afişează permanent pe ecran un simbol luminos. În momentul în care creionul luminos atinge simbolul pe ecran, la calculator se provoacă o întrerupere şi se încep dialogul grafic între calculator şi operator.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hobbs, L. C. *Display applications and technology.* În : Proc. IEEE, 54 (1966), dec.

[2] Lewin, M. H. *An introduction to computer graphic terminals.* În : Proc. IEEE 55 (1967), sept.

[3] Beloiu, D. *Prelucrarea automată a datelor folosind tehnica de afişare.* În : Revista CEPECA, nr. 1, 1971.

[4] Lachembre. *Dispozitive periferice de vizualizare.* În : Electronique, nr. 93, nov-dec 1969 (recenzie I.D.T.).

[5] Paternault, L. *Sistem de vizualizare grafică pe tub catodic.* În : Electronique industrielle, nr. 133, apr. 1970 (recenzie I.D.T.).

[6] Goldman, M. S. *Culegerea textelor cu ajutorul tubului catodic.* În : The computer journal 12, nr. 4, nov 1969 (traducere I.D.T.).

DOCUMENTARE

Regulatoare electronice fabricate în R.S.R.

Asemenea regulatoare sînt produse curente ale fabricilor din cadrul Centralei Industriale de Automatizări (C.I.A.) şi cuprinse în proiectele de automatizare concepute de către Institutul de Cercetări şi Proiectări Automatizări (I.P.A) Realizarea acestor proiecte I.P.A. este asigurată de C.I.A. prin livrări complexe de asemenea automatizări.

A. Regulatoare cu semnal unificat 2 – 10 mA făcînd parte din sistemul unificat electronic FEA

În această grupă sînt cuprinse două tipuri de regulatoare şi anume :
— cu referinţă internă tipul ELC113 şi ELC113A ;
— cu referinţă externă tipul ELC111 şi ELC111A.
Regulatoarele se livrează cu următoarele accesorii :
— elemente pentru conectare la borne ;
— manual de instrucţiuni ;
— set de scule nestandardizate ;
— ştuţ pentru purjare cu aer, la cererea cumpărătorului.
Pentru comandă trebuie să se indice următoarele :
— frecvenţa tensiunii de alimentare ;
— informaţii asupra scalei referinţei interne : liniară sau pătratică ;
— limita inferioară şi superioară a mărimii de reglat.

B. Regulator bipoziţional ELX75 (FEA)

Acest regulator se utilizează împreună cu înregistratoarele de tipul ELR 10, ER35, ELR36 prevăzute cu funcţia auxiliară T_s pentru fixarea referinţei sau împreună cu elementul de reglat mărimea de referinţă ELX115. Dacă se cuplează cu elementul de referinţă — program ELX73, poate realiza o reglare bipoziţională cu program. Aparatele indicate în cele de mai sus fac parte din sistemul unificat electronic FEA.

Tabela 1

Caracteristicile regulatoarelor ELC113 şi ELC111

Tipul	ELC113	ELC113A	ELC111	ELC111A
Modul de reglare	PID	PI	PID	PI
Banda de proporţionalitate BP%	2–200	4–400	2–200	4–400
Timpul de integrare T_i	10s – 30min	1–100 s	10s–30 min	1–100 s
Timpul de derivare T_d	5s – 10min	–	5s–10 min	–
Numărul de trepte pentru BP, T_i, T_d	24	24	24	24
Factor de interdependenţă	$1 + 2\frac{T_d}{T_i}$	1	$1 + 2\frac{T_d}{T_i}$	1
Alimentare	220 V ± 10%, 50 sau 60 Hz			
Temperatura mediului ambiant	–10°C...45°C			
Umiditate	65 ± 20%			
Gradul de protecţie	IP–20–0 (STAS 5325–62)			
Puterea consumată	circa 15 VA			
Rezistenţa de sarcină	0... 3 kΩ			

Caracteristicile tehnice ale acestui regulator sînt :
— semnal de intrare : 2 ... 10 mA c.c. ;
— semnal de referinţă : 0,4 ... 2 V c.c. ;
— puterea de rupere pe contactele de reglare : 220 V, 3 A c.a. ;
— sensibilitate : 0,2% ;
— alimentarea : 220 V ± 10%, 50–60 Hz ;
— puterea consumată : 4,5 VA ;
— temperatura mediului ambiant : –10° ... + 45°C

C. Regulator electronic specializat pentru reglarea proceselor termice X72 (FEA)

Aparatul poate regla temperatura după următoarele caracteristici de reglare :
— reglare proporţională P ;
— reglare bipoziţională ;
— reglare tripoziţională.

Domeniile de utilizare ale regulatorului sînt între –50°C şi + 500°C, în 7 domenii posibile de cîte 100°C. Domeniul trebuie indicat de cumpărător la comandă.

Sensibilitatea regulatorului este reglabilă între ± 0,35°C şi ± 5°C în mod continuu, iar banda de proporţionalitate între 2°C şi 25°C de asemenea în mod continuu. Temperatura de referinţă se fixează cu o precizie de ± 1,5°C. Alimentarea se face cu 220 V ± 10%, 50 Hz. Puterea consumată este de circa 5 VA. Temperatura mediului ambiant : –10°C ... + + 45°C, iar umiditatea : 65 ± 20%. Gradul de protecţie este IP – 20 – STAS 5325–62.

D. Milivoltmetre şi logometre regulatoare tip MR–192 şi LR–192 (Electromagnetica)

Aceste aparate au gabarit 192 × 96 mm, sînt aparate de tablou cu mecanism de măsurare magnetoelectric şi dispozitiv de reglare cu sesizoare inductive şi montaje electronice

de comutaţie cu relee. Aceste regulatoare se fabrică pentru reglarea temperaturii şi a altor mărimi neelectrice (presiune, debit, pH, nivel etc.), utilizîndu-se împreună cu traductoare care debitează variaţii ale unei mărimi electrice şi realizînd o reglare bipoziţională sau tripoziţională.

Milivoltmetrele regulatoare tip MR—192 se pot utiliza împreună cu reacţii tip RMT_1, RMT_3, şi RMT_4, realizînd în ansamblu un sistem de reglare PID sau PI.

Mecanismul de măsură are clasa de precizie 1.

Tensiunea de alimentare : 220 V, 115 V, 24 V, 50—60 Hz sau 24 V c.c. cu variaţii de $\pm$ 10%.

Puterea absorbită : 10 VA.

Temperatura ambiantă admisibilă : 0—50°C.

Reacţia termică RMT_1, utilizată împreună cu un voltmetru regulator MR—192, formează un ansamblu cu caracteristici de reglare PID indicat în mod deosebit pentru reglarea temperaturii cu un timp mort de $T_m = 1-5$ min, o constantă de timp $T = 2$ min şi un raport $\frac{T_m}{T} = 0 \ldots 0{,}3$.

Reacţiile electronice tip RMC_3 şi RMC_4 sînt montaje RC temporizate cu 3 puncte care se conectează la milivoltmetrele regulatoare MR—192 pentru realizarea unui regulator cu comportare echivalentă cu PI. Reacţiile de tip RMC_3 sînt destinate proceselor lente, iar reacţiile de tip RMC_4 pentru procese rapide.

Ing. *I. Papadache*

CRONICA

I.P.R.S. LA 10 ANI DE ACTIVITATE

Întreprinderea de Piese Radio şi Semiconductori Băneasa aniversează anul acesta un deceniu de activitate.

Creată în 1962, în vederea fabricării componentelor necesare industriei noastre de radio, a ajuns astăzi una dintre fabricile mari ale Capitalei, a cărei producţie este hotărîtoare pentru întreaga industrie electronică românească, ea însăşi în plină dezvoltare.

Întreg programul de aparate şi aparatură electronică (aparate radio, televizoare, calculatoare, instalaţii de automatizare, echipamente de curenţi purtători, emiţătoare, aparatură de măsură şi de control etc.) se bazează pe componentele electronice pasive şi active fabricate de această întreprindere.

Construită într-o poziţie adecvată, lipsită de praf şi de zgomot dintr-o cerinţă tehnologică, întreprinderea s-a dezvoltat în aceşti 10 ani pe o suprafaţă dublă faţă de cea iniţială, cu o producţie de peste 15 ori mai mare. A început fabricaţia cu opt familii de produse, apoi dezvoltîndu-se în pas cu mersul modern al electronicii, a ajuns să fabrice următoarele componente :

Componente electronice pasive. Rezistoare : cu peliculă de carbon şi bobinate ; termistoare ceramice ; condensatoare cu dielectric : polistiren, poliester, hîrtie, ceramic de tip I şi II ; condensatoare electrolitice normale şi miniatură ; cablaje imprimate simplu faţă şi dublu faţă.

Instalaţiile moderne de impregnare conferă condensatoarelor cu dielectric hîrtie (condensatoare balast, starter, auto etc.) proprietăţi superioare, în concordanţă cu cele mai noi tipuri aflate pe piaţa mondială.

Calitatea superioară a condensatoarelor electrolitice este dată, pe lîngă de calitatea foliei (curenţi de fugă mici), şi de calitatea electroliticului şi impregnării în instalaţii moderne.

Fabricaţia condensatoarelor cu folie de polistiren de înaltă stabilitate şi toleranţe de $\pm$ 1% şi $\pm$ 2% dă proprietăţi remarcabile circuitelor acordate şi filtrelor. Gabaritele reduse şi înalta lor stabilitate le recomandă pentru folosirea lor în calculatoare.

Ceramica electronică este reprezentată prin procedee tehnologice moderne, asigurînd o gamă largă de paste cu coeficienţi de temperatură definită negativi şi pozitivi.

Componente electronice active cu Ge. Transistoare de joasă frecvenţă : de mică putere, de medie putere, de putere ; transistoare de înaltă frecvenţă : de mică putere, drift ; diode : cu contact punctiform, redresoare de medie putere ; fotodiode.

Principalele faze tehnologice ale fabricaţiei transistoarelor cu Ge se desfăşoară în săli climatizate. Sortatoare speciale asigură uniformitatea pastilelor de Ge şi toleranţe de microni. Montarea transistoarelor se face sub microscop. În ce priveşte diodele punctiforme cu Ge, ele sînt căutate în întreaga Europă ca produse de vîrf ale tehnologiei bazate pe germaniu.

Componente electronice active cu Si. Diode : stabilizatoare de tensiune de mică putere, redresoare de mică putere, redresoare de medie putere, redresoare pentru puteri mari ; transistoare planare de înaltă frecvenţă şi comutaţie.

Utilajul şi aparatura modernă de verificare a parametrilor diodelor cu siliciu fac ca produsele realizate să poată fi comparate cu produsele similare europene şi americane, de uz profesional.

În programul de activitate, un rol hotărîtor îl ocupă preocupările de investigare a fiabilităţii diodelor cu siliciu, a performanţelor limită absolute în diverse condiţii de funcţionare. Ingineri cu mare experienţă conduc procesele tehnologice şi dau consultaţii beneficiarilor pentru schemele de utilizare. Laboratoarele uzinei şi-au îndreptat atenţia către tehnologiile de vîrf pe plan mondial. Astfel, de puţin timp au fost puse în fabricaţie transistoarele planare cu siliciu de joasă frecvenţă şi de înaltă frecvenţă, asigurînd baza materială pentru transistorizarea televizoarelor. Echipamentul şi condiţiile de climă şi desprăfuire asigură un înalt nivel tehnologic de calitate şi randamente ridicate, făcîndu-le comparabile cu produsele realizate de firme străine. Operaţiile de sortare se efectuează cu ajutorul sortatoarelor electronice de mare capacitate şi stabilitate.

Circuite integrate. Logice : de viteză medie şi rapide ; liniare. În al 10-lea an de activitate, cercetările au ajuns în stadiul de producţie a noilor fabricate, a căror siguranţă în funcţionare şi parametri profesionali constituie o garanţie în utilizarea lor în : calculatoare, automatizare, informatică şi industrie.

Munca intensă şi conştiinţa salariaţilor acestei întreprinderi, precum şi dotarea din ce în ce mai modernă a fabricii, au făcut ca volumul producţiei globale să crească în aceşti ani (anul 1962 luat ca an întreg) şi să ajungă de 16 ori mai mare. De asemenea numărul mediu scriptic de salariaţi este actualmente de cinci ori mai mare decît cel din 1962, număr din care 62% îl reprezintă tinere fete. Gradul de tehnicitate al produselor şi calitatea lor sînt asigurate printr-o dotare cu utilaje din cele mai moderne, cu muncitori de înaltă calificare, cadre tehnice pregătite şi specializate în întreprinderi cu tradiţie în industria electronică.

Componentele fabricate se bucură de o bună primire în străinătate, exportul efectuîndu-se acum în 15 ţări. Marca de fabrică înregistrată a produselor, „β", este foarte cunoscută, prin participarea permanentă la tîrguri şi expoziţii internaţionale.

Întreprinderea are un dezvoltat sector de autoutilare, cu ajutorul căruia rezolvă multiple probleme atît legate de importul de utilaje cît şi de rezolvarea problemelor proprii de utilaje. Laboratoarele de electronică din cadrul acestui sector colaborează cu orice întreprindere pentru rezolvarea problemelor de interes comun. La cererea întreprinderilor dotate cu aparate ce folosesc componente electronice din import, se studiază posibilitatea înlocuirii lor cu componente fabricate în ţară.

De asemenea întreprinderea are şi un compartiment de sculărie care aduce o însemnată contribuţie la rezolvarea problemelor legate de S.D.V.-uri de înaltă precizie.

Dezvoltarea sortimentelor de componente, reducerea importurilor de know-how, de utilaje tehnologice şi de materiale

primare, au determinat organizarea activităţii de cercetare-dezvoltare care, în condiţii materiale moderne, elaborează dispozitive semiconductoare şi circuite integrate, tehnologii noi, echipamente pentru autodotare, materiale primare şi auxiliare de puritate electronică.

Specialiştii, formaţi în şcolile superioare româneşti şi specializaţi în străinătate, valorifică cercetările prin microproducţii, prin integrări de fabricaţii, prin punerea în fabricaţie a produselor noi şi prin publicaţii de prestigiu în literatura de specialitate.

Obiectivele principale ale activităţii de dezvoltare sînt îmbunătăţirea eficienţei economice a fabricaţiilor de componente, îmbunătăţirea calităţii şi fiabilităţii componentelor fabricate şi asigurarea capacităţilor de fabricaţie pentru componentele necesare economiei naţionale.

Întreprinderea dispune de o bibliotecă tehnică cu peste 6000 de volume şi 200 de abonamente la reviste de specialitate române şi străine, precum şi o bibliotecă sindicală cu circa 10 000 de volume de literatură şi politice ; de asemenea, o cantină dotată cu utilaj ultramodern, cu un front larg de deservire.

Importanţa sectorului de componente electronice este ilustrată în cincinalul actual, cînd acestui sector i se prevede o dezvoltare de 3,1 faţă de 1972.

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA prezentă la Brno cu peste 2000 de produse

Organizaţia de comerţ exterior KOVO, din Cehoslovacia, a fost prezentă la tîrgul internaţional de la Brno, care a avut loc între 8 şi 17 septembrie 1972, cu peste 2000 de produse aparţinînd următoarelor domenii : calculatoare, maşini de birou, aparate de laborator, materiale pentru tehnica nucleară, maşini de imprimat, aparate de măsură şi control electrice, surse luminoase, componente electronice, sisteme de comandă numerice şi sisteme pentru comunicaţii.

În domeniul calculatoarelor electronice analogice, KOVO s-a prezentat cu un mare număr de noutăţi. În primul rînd

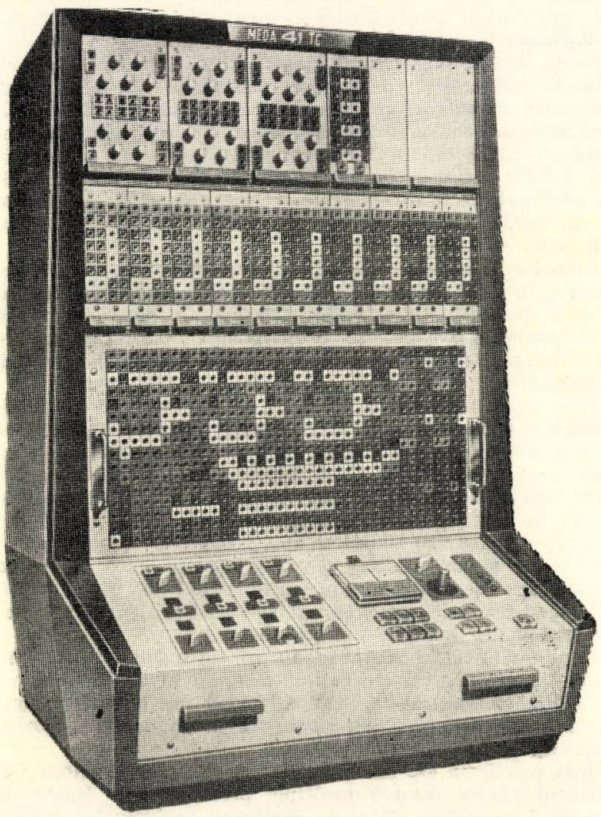


Fig. 1

trebuie menţionat calculatorul ZPA 6000/20 care figurează printre elementele sistemului unic de tehnică de calcul electronic din ţările socialiste. Cel mai recent produs purtînd marca înregistrată AAT este sistemul de comunicaţii SPOZA. Acest sistem permite combinarea calculatorului hibrid MEDA 41TC (fig. 1) cu calculatorul numeric şi crearea în consecinţă a sistemului de calcul hibrid.

Printre celelalte noutăţi a fost şi calculatorul MEDA 42TA care a atras în mod deosebit atenţia specialiştilor.

Ca de obicei, au fost prezentate şi maşinile de birou produse de întreprinderea Zbrojovka din Brno. Dintre acestea amintim : maşina de scris Consul 260 destinată sistemelor

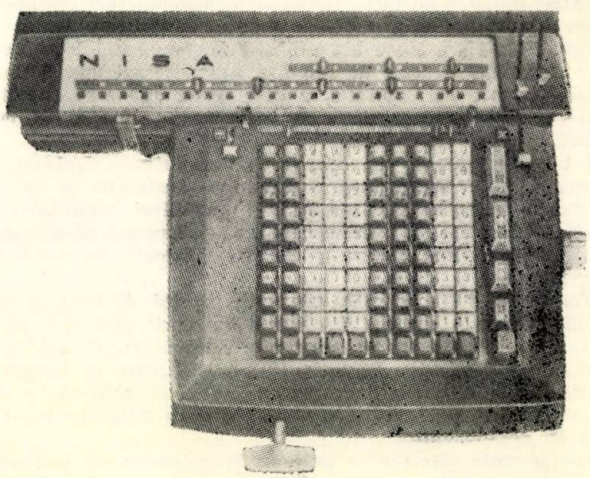


Fig. 2

de intrare şi ieşire a informaţiilor alfanumerice la calculatoarele electronice. Gama maşinilor de scris mecanice a fost reprezentată de maşina de scris standard Consul 203 B, C, D, E, maşinile de calcul cunoscute tip Nisa AK 5 (fig. 2) şi PK5 şi K5 etc.

Maşinile de imprimat tip ADAST constituie un alt domeniu al activităţii comerciale a întreprinderii KOVO. Cu ocazia tîrgului a fost prezentată vizitatorilor cehi şi străini o vastă gamă de maşini de imprimat offset şi tipografice.

O suprafaţă mare destinată expoziţiei KOVO a fost ocupată, ca în fiecare an, de produsele întreprinderii Adamovské strojirny, care a prezentat produse electrotehnice de curenţi slabi, dispozitive de reglare, aparate de măsură etc. Din acest domeniu foarte bogat în exponate vom menţiona, în continuare, pe cele mai interesante : seria aparatelor de măsură MT, galvanometrul MG5, 10 şi 20, numărătorul de impulsuri Npt 160, instalaţia de măsură QU160, indicatorul de scurtcircuit, calculatorul electronic etc., toate produse ale întreprinderii Metra Blansko şi filialele sale.

Trebuie amintite componentele electronice pasive (clasice, ceramice) şi cele active (semiconductoare, tuburi electronice, cinescoape), microscoapele electronice BS 500 şi BS 613, amplificatorul de imagine, antene de televiziune etc. prezentate la tîrg.

Aceste produse menţionate, alături de toate celelalte peste 2000 la număr prezentate de Organizaţia de comerţ exterior KOVO la tîrgul de la Brno din acest an, au fost apreciate de vizitatori şi specialişti pentru performanţele lor tehnice precum şi pentru calitatea execuţiei, corespunzînd cerinţelor nivelului tehnic mondial.

Ing. *M. Constantin*

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

PE RUBRICI ŞI PROBLEME

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1972

ARTICOLE ŞI NOTE

Teoria sistemelor automate

Algoritm de încurajare pentru sisteme instruibile, nr. 4, p. 179—184.
Analiza unui sistem adaptiv rapid, nr. 5, p. 215—220
Consideraţii cu privire la teoria sensibilităţii sistemelor automate, nr. 3, p. 124—131.
Grafuri de fluenţă matriciale şi utilizarea lor în teoria sistemelor, nr. 3, p. 117—123.
Metode matriciale folosite în studiul elementelor pneumatice şi fluidice, nr. 2, p. 58—64.
Metode pentru varierea parametrilor de acordare la regulatoarele numerice şi adaptive, nr. 4, p. 184—188.
O metodă de identificare a unor clase de procese neliniare, nr. 3, p. 89—93.
O metodă de sinteză a sistemelor automate liniare cu parametrii variabili în timp, nr. 2, p. 79—80.
Reprezentarea generală a sistemelor liniare, nr. 2, p. 41—47.
Scheme electronice pentru prelucrarea funcţiilor eşantionate şi cuantificate exprimate în codul unitar, nr. 1, p. 24—28.
Sinteza unei clase de automate finite realizate cu elemente electrice de tip neuron, nr. 4, p. 159—163.

Elemente şi dispozitive de automatizare

Analiza pe calculatoare numerice a performanţelor sistemelor automate cu regulatoare numerice, nr. 5, p. 220—220
Aparatură de carotaj sonic tip ASC—1, nr. 6, p. 258—268
Aparatură pentru determinarea profilului de dizolvare la exploatarea masivelor de sare prin sonde, nr. 2, p. 47—54.
Dispozitiv adaptiv de aproximare prin serii de funcţii Laguerre destinat utilizării în tehnica sistemelor automate, nr. 3, p. 93—100.
Dispozitiv de comandă bidirecţional, nr. 2, p. 55—58.
Principii de realizare a circuitelor de comparaţie şi memorare fluidice, nr. 2, p. 64—69.

Aplicaţiile industriale ale sistemelor automate

Sisteme de reglare automată în echipamentele periferice, nr. 1, p. 9—17.

Telemecanică

Echipament de telesemnalizare şi telemăsură ciclică numerică pentru reţelele electrice urbane, nr. 4, p. 168—174.
Sistemul telemecanic de uz larg industrial. Concepţia de ansamblu, nr. 1, p. 1—4.
Utilizarea codurilor ciclice pentru sincronizarea de grup, nr. 4, p. 164—168.

Calculatoare electronice

Calculator numeric didactic, nr. 5, p. 233—243
Generarea comenzilor într-un sistem de prelucrare numerică automată a datelor, nr. 2, p. 69—75.
Întreruperile prioritare în sistemele de calcul cu funcţionare în timp real, nr. 1, p. 4—9.
Multiplicator binar rapid, nr. 1, p. 18—24.
Optimizarea transformărilor spaţiu-timp în reţelele iterative bidimensionale, nr. 3, p. 113—116.
Proiectarea automată a calculatoarelor electronice numerice, nr. 4, p. 153—158.
Tipuri constructive de memorii ROS, nr. 5, p. 226—233
Unitate de comandă microprogramată pentru calculatoare numerice, nr. 4, p. 174—178.
Utilizarea unei memorii asociative pentru transferul datelor, nr. 3, p. 109—112.

Programare şi modelare

Algoritm de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor binari, utilizabil în calculatoarele electronice, nr. 3, p. 105—109.
Algoritm şi program pentru determinarea claselor de echivalenţă ale funcţiilor logice, nr. 6, p. 251—257
Realizarea regimului de calcul iterativ pe calculatorul analogic, nr. 3, p. 145—149.
Tehnici numerice de formare a imaginilor grafice, nr. 6, p. 283—287

Electronică industrială şi dispozitive

Amplificatorul de curent mediu cu un transistor alimentat în curent alternativ, nr. 6, p. 279—283
Circuite cu transistoare funcţionînd în avalanşă, nr. 3 p. 131—141.
Folosirea transistoarelor cu efect de cîmp în amplificatoarele de curent continuu cu modulare-demodulare (de tip chopper), nr. 4, p. 189—192.
Generator de tensiune pentru forme de undă speciale, nr. 6, p. 268—274
Generator multisecvenţial combinaţional, nr. 6, p. 274—279
Studiul acţiunii radiaţiilor asupra dispozitivelor semiconductoare cu germaniu de producţie românească, nr. 1, p. 29—36.
Termistoare cu coeficient termic pozitiv pentru protecţia motoarelor electrice, nr. 2, p. 75—78.

Tehnică nucleară

Metodă numerică pentru calculul caracteristicilor temporale ale detectoarelor Ge (Li), nr. 3, p. 100—105.

Siguranţa în funcţionare şi controlul calităţii produselor

Aplicarea mulţimilor vagi la corecţia şi detecţia erorilor, nr. 3, p. 141—145.

Recenzii

nr. 1, p. 37—38
nr. 2, p. 81—82

Teze de doctorat

nr. 3, p. 150—151
nr. 4, p. 198
nr. 5, p. 244

Documentare

nr. 1, p. 38
nr. 2, p. 83—84
nr. 3, p. 151—152
nr. 4, p. 198—199
nr. 5, p. 244—247
nr. 6, p. 288—289

Cronică

nr. 1, p. 38—40
nr. 2, p. 85
nr. 3, p. 152
nr. 4, p. 199—200
nr. 5, p. 247
nr. 6, p. 289—290

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1972

A

Almer D.: nr. 6, p. 251—257
Anastasiu S.: nr. 5, p. 215—220
Anghelea Gh.: nr. 2, p. 75—78

B

Bălăceanu C.: nr. 4, p. 159—163
Beloiu D.: nr. 3, p. 109—112; nr. 6, p. 283—287
Brăileanu Gr.: nr. 3, p. 93—100

C

Călin S.: nr. 5, p. 220—226
Cătănescu V.: nr. 4, p. 189—192
Cergan P.: nr. 5, p. 226—233; nr. 6, p. 274—279
Ciugudean M.: nr. 3, p. 105—109
Constantin P.: nr. 1, p. 24—28; nr. 6, p. 279—283
Cuperman Vl.: nr. 4, p. 164—168

D

Damachi E.: nr. 3, p. 131—141
Donciu C.: nr. 4, p. 153—158
Duma M.: nr. 1, p. 1—4
Dumitrache I.: nr. 2, p. 64—69
Dumitrescu S.: nr. 2, p. 47—54; nr. 6, p. 258—268

F

Florea M.: nr. 1, p. 9—17
Florea S.: nr. 2, p. 58—64

G

Găburici V.: nr. 2, p. 58—64
Gheciu D.: nr. 1, p. 18—24
Golumbovici D.: nr. 5, p. 233—243
Grigorescu M.: nr. 4, p. 153—158

H

Hoffmann I.: nr. 4, p. 179—184

I

Ionescu G.: nr. 3, p. 89—93
Ionescu V.: nr. 2, p. 41—47

L

Lazăr Anca: nr. 1, p. 4—9
Lazăr I.S.: nr. 4, p. 153—158; nr. 6, p. 268—274
Lazăr Ioana: nr. 2, p. 55—58

M

Mitrofan Gh.: nr. 6, p. 268—274
Munteanu V.B.: nr. 2, p. 79—80

N

Necula Maria-Ana: nr. 3, p. 145—149
Nicolau Edm.: nr. 4, p. 159—163
Nicolau P.: nr. 2, p. 75—78
Nisipeanu N.: nr. 1, p. 9—17
Nitu C.: nr. 4, p. 184—188; nr. 5, p. 220—226

P

Petrescu A.: nr. 5, p. 233—243
Poenaru D. N.: nr. 3, p. 100—105
Pop V.: nr. 4, p. 179—184
Popa I.: nr. 5, p. 233—243
Popovici V.: nr. 3, p. 113—116

R

Radu I.: nr. 2, p. 55—58
Raicu Bruha: nr. 1, p. 29—36
Ribco Lidia: nr. 2, p. 75—78

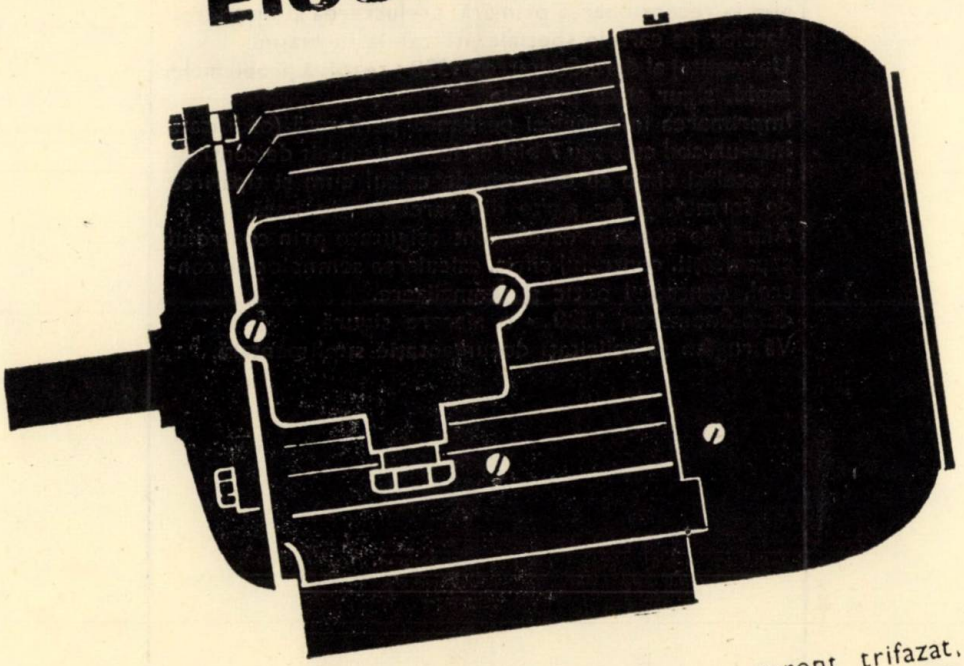
S

Spânu Iulia: nr. 3, p. 141—145
Stanomir D.: nr. 3, p. 117—123
Strugaru C.: nr. 2, p. 69—75; nr. 4, p. 174—178

V

Vaisman L.: nr. 4, p. 168—174
Vărzaru Emilia: nr. 2, p. 75—78
Vescan Al.: nr. 3, p. 124—131

Electroimpex



Electromotoare — asincrone cu curent trifazat, cu rotor în scurtcircuit, tip AO, AO—2 și AOP, complet închise, pentru 220/380 sau 380/660 V, 50 Hz. Au un randament de 0.37—100 kW și o turație sincronă de 750, 1 500 și 3 000 rot/min.

Electromotoare — asincrone cu curent monofazat, tip EO, EOPK și EOBC, cu un randament de 0.18—1 1 kW și o turație de 1 500 și 3 000 rot/min

Aceste electromotoare se remarcă prin proprietățile lor tehnice și electrice deosebite ca și prin siguranța lor în funcționare.

Exportator : Întreprinderea de comerț exterior
ELEKTROIMPEX — BULGARIA Sofia,
ul. G. Washington 17 Telefon : 88—49—91
Telex: 575

PUBLICOM

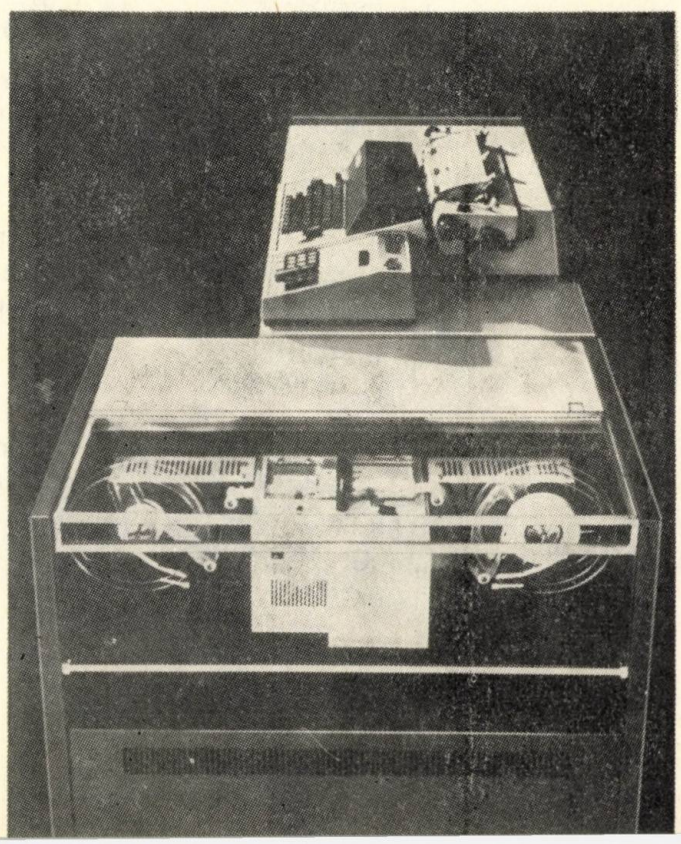
daro Soemtron

ÎN PRIMUL RÎND O IMAGINE PLĂCUTĂ UN PRIM CONTACT CU ASPECTUL!

După aceea analiza înaintează şi se ajunge la cunoaşterea caracteristicilor şi avantajelor.
daro-Soemtron 1320 rezolvă probleme care apar mai ales la recepţionarea primară, prelucrarea şi înscrierea datelor pe cartele speciale utilizabile în maşini.
Un avantaj al daro-Soemtron 1320 : rezolvă problemele rapid, sigur şi cu precizie.
Imprimarea informaţiei pe bandă perforată (codificată într-un cod cu 6 sau 7 biţi de lucru şi un bit de control) în acelaşi timp cu operaţia de calcul cum şi tipărirea de formulare fac parte din sarcinile de bază.
Afară de aceasta, datele sînt asigurate prin controlul capacităţii, controlul cifric, calcularea semnelor de control, controlul optic şi semnalizare.
daro-Soemtron 1320 – o afacere sigură.
Vă rugăm să solicitaţi documentaţie suplimentară.

bme

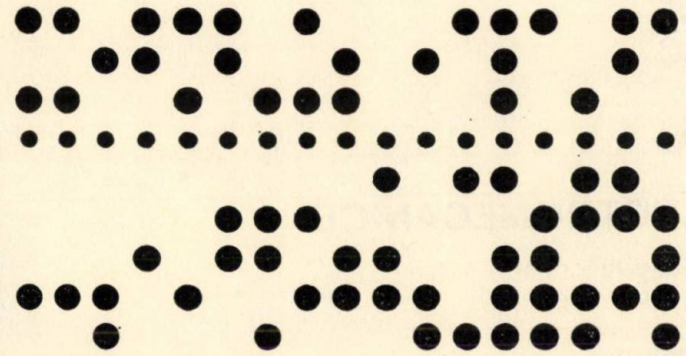
BÜROMASCHINEN-EXPORT
GmbH Berlin RDG
108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



Caracteristici de bază :

- introducerea a maximum 25 semne/secundă
- elaborare 12 semne/secundă
- dispozitiv de memorizare 4, memorie cu miez de ferită cu cîte 11 poziţii plus indicii
- matriţer de bandă perforată-codificarea canalului-8
- viteza 50 semne/secundă

Doar o bandă perforată și lucrarea a fost prelucrată!



BÜROMASCHINEN—EXPORT GmbH Berlin RDG — 108 Berlin, Friedrichstrasse 61 Republica Democrată Germană

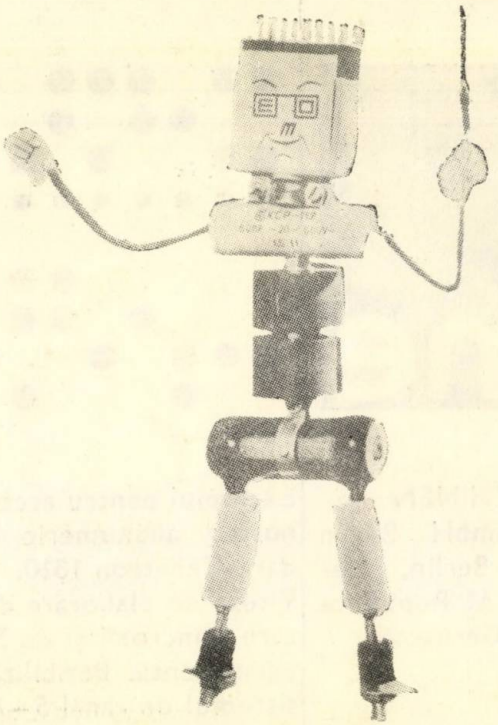
Exemplul pentru această afirmație îl oferă aparatul nostru alfanumeric de recepționare a datelor daro-Cellatron 1310.
Viteza de elaborare de 25 semne/secundă la utilizare asincronă și de 50 semne/secundă la utilizare permanentă. Posibilități de codificare variabile în sistemul de canal 5—8.
O singură bandă perforată și lucrarea este prelucrată în instalația noastră electronică de calcul daro-Cellatron 8205.
daro-Cellatron 8205 garantează o mare eficiență cu o cheltuială tehnică minimă. În acest fel grupurile individuale de construcție pot prelua mai multe funcțiuni și proprietățile specifice ale memoriei cu tambur pot fi utilizate de tipurile specifice de comandă.
Viteza de lucru 1 900 comenzi de calcul sau 2 400 comenzi organizatorice/secundă. Capacitatea memoriei cu tambur magnetic 4 095 cuvinte la 33 biți.
Recepționarea datelor și calcularea lor se efectuează cu deosebită grijă cu daro-Cellatron 1310 și daro-Cellatron 8205.

Vă rugăm să solicitați documentație suplimentară.

PUBLICOM

COMPONENTE PENTRU ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

EXPORT—IMPORT



COMPONENTE—RC

- Rezistențe
- Condensatoare
- Potențiometre

COMPONENTE ELECTROMECANICE

- Conectoare, suporturi pentru tuburi
- Întreruptoare, comutatoare
- Relee
- Lămpi de semnalizare
- Butoane rotative

COMPONENTE ELECTROACUSTICE

- Microfoane
- Căști audio
- Difuzoare

COMPONENTE DIVERSE

- Transformatoare
- Balast pentru lămpi fluorescente și pentru lămpi cu vapori de mercur
- Ferite
- Magneți permanenți
- Antene

IMPORT

- TUBURI ELECTRONICE, LĂMPI SPECIALE
- SEMICONDUCTOARE
- CIRCUITE INTEGRATE

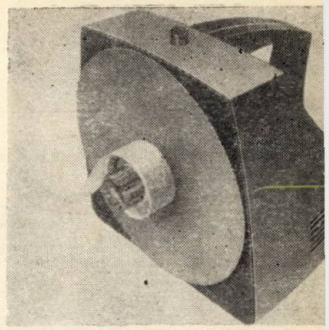
EMO
ELEKTROMODUL
BUDAPEST

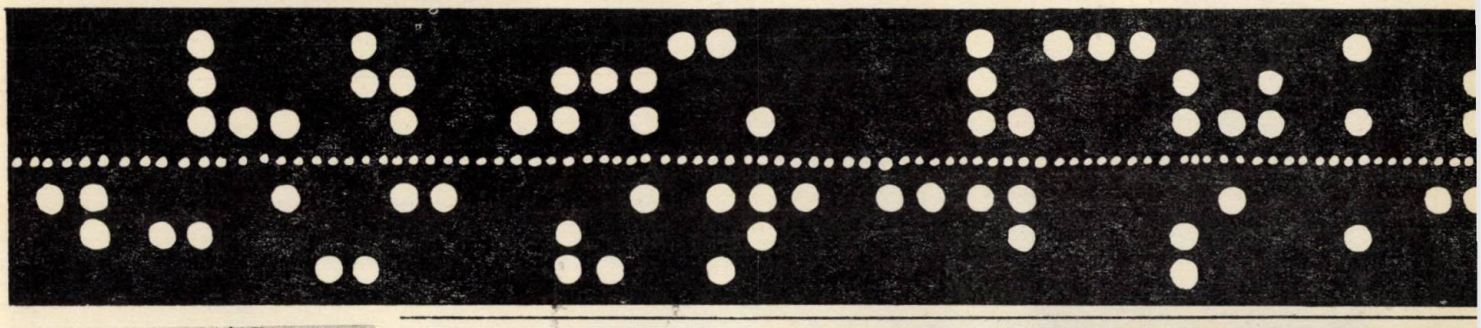
ELEKTROMODUL

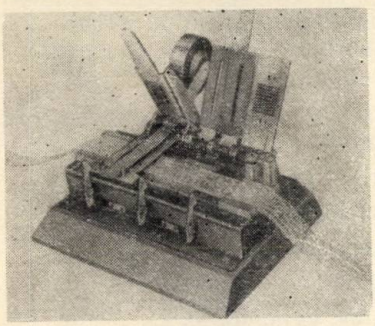
ÎNTREPRINDERE COMERCIALĂ UNGARĂ DE COMPONENTE ELECTRONICE

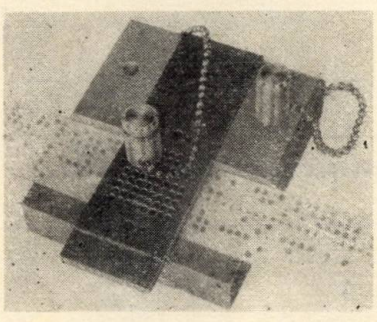
Budapest, XIII Visegradi utca 47 a-b — Telefon: 495-340; 495-940 — Telex: 22-5154; 22-5155

PUBLICOM









Aparat indispensabil la locul dv de muncă

- pentru pregătirea de benzi perforate, necesare mașinilor unelte cu comandă program
- pentru tehnica calculului
- pentru telexuri automatizate

este

Motobobinatorul de benzi perforate tip 356.4

- ușor de transportat
- bobinează benzi perforate cu 5 – 8 piste
- are o formă netedă și este bine îmbinat
- ușor de minuit

Pentru efectuarea corecturilor și lipirea benzilor perforate punem la dispoziție

Garnitura de corectat benzi perforate tip 356.1

Această garnitură permite

- lipirea benzilor perforate
- ștantarea benzilor perforate
- lipirea găurilor de combinație, perforate în plus
- tăierea precisă a două capete de benzi, în vederea lipirii

Fără acest aparat auxiliar locul dv. de muncă în tehnică de calcul este incomplet

Pentru dotarea completă a locului dv de muncă este necesar

Perforatorul de benzi tip 356.2

- corectează benzile perforate
- perforează informații mai scurte

Informații suplimentare, date tehnice, precum și o descriere detaliată a aparatului puteți obține prin exportator.

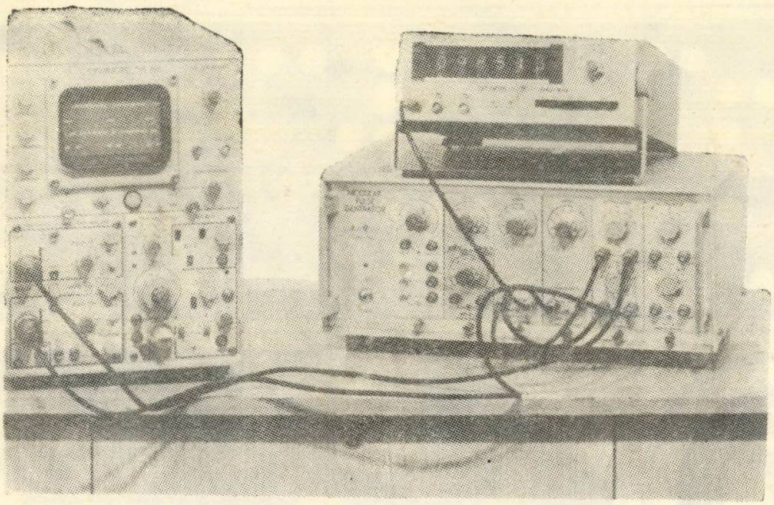
KOVO – Întreprindere de comerț exterior
Tr Dukelskych Hrdinu 47, Praga, telex Praha 283 tel 3801

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

PUBLICOM

EMG UZINĂ PENTRU APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ

ORION EMG



Fabricant. EMG
UZINĂ PENTRU APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ
Budapest, XVI, Cziráky u. 26—32

Exportator METRIMPEX
Budapest, 62. Căsuţa poştală 202.
UNGARIA

Un nou produs EMG:

Generator de impulsuri în tehnică modulară EMG—1157

— Unităţi interschimbabile
— oscilator pilot
frecvenţa de succesiune max. 2 sau 50 MHz
— unităţi de întîrziere
întîrzierea: 100 ns—10 ms sau 10 ns—20 μs
— unităţi de evacuare de impulsuri
durata impulsului: 100 ns—10 ms sau 10 ns—10 μs
amplitudinea max. 10 V deopotrivă cu polaritate pozitivă şi negativă
durata de creştere: 3 ns, 1 ns sau 100 ps
— unităţi divizoare
— unităţi logice
— Complet transistorizat
— Mînuire uşoară
— Posibilitate de demontare

PUBLICOM.

Abonaţi-vă la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

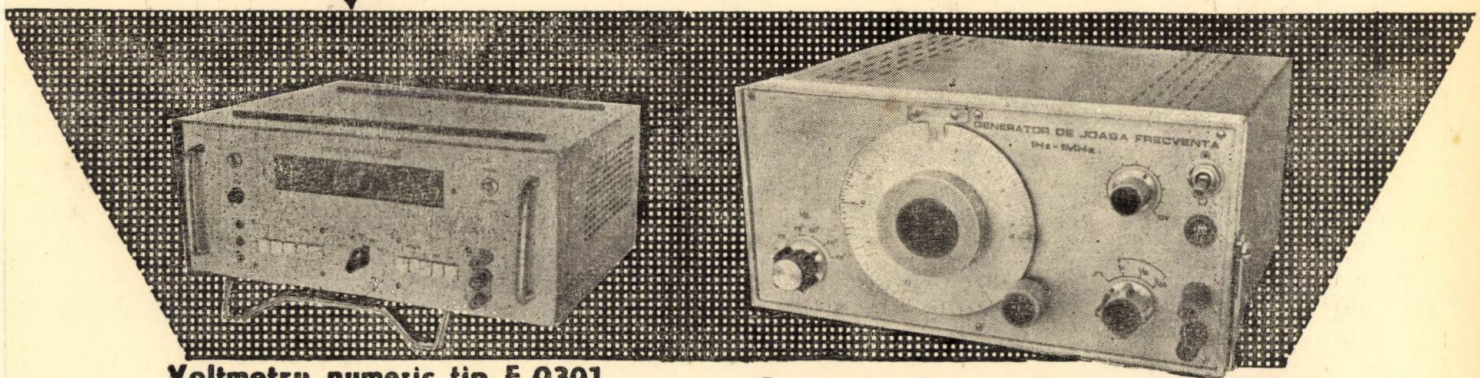
AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI ELECTRONICE — ICE

București. Cal Floreasca nr 169. Sectorul 2. telefon 33.12.59

elaborează aparate electronice de măsură, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.

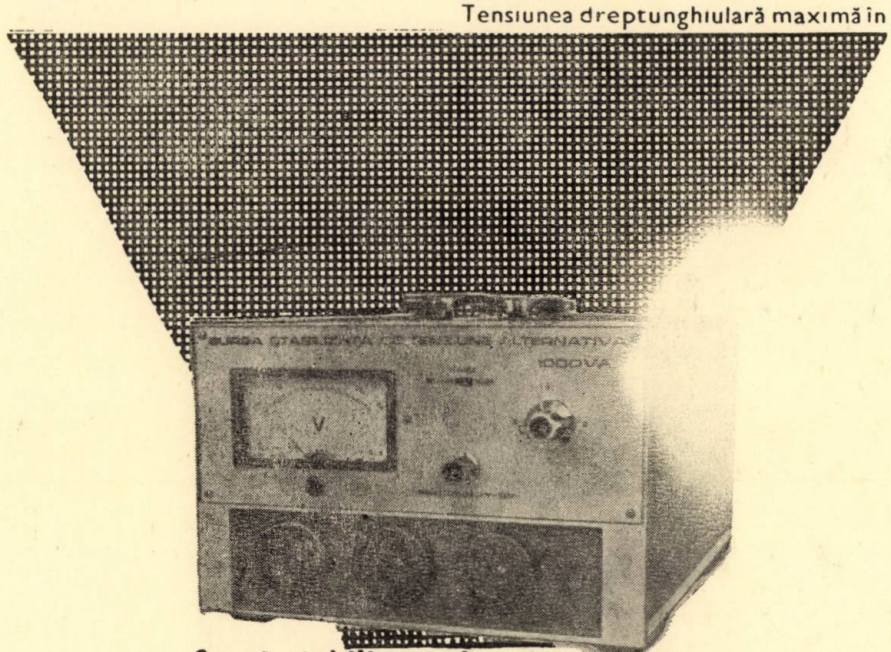


Voltmetru numeric tip E 0301

Afișare cu 4 cifre
Domeniu de măsurare 100 μV ··· 1 000 V
Precizie . ± 0.1%
Timp de măsurare : 300 ms

Generator de joasă frecvență tip E 0501

Domeniul de frecvență 1 Hz 1 MHz
Precizia etalonării în frecvență ± 5% ± 0.02 Hz
Tensiunea sinusoidală maximă în gol 3 Vef la f = 2 kHz
Tensiunea dreptunghiulară maximă în gol 3.3 V_{pp}



Sursă stabilizată de tensiune alternativă tip I 4201

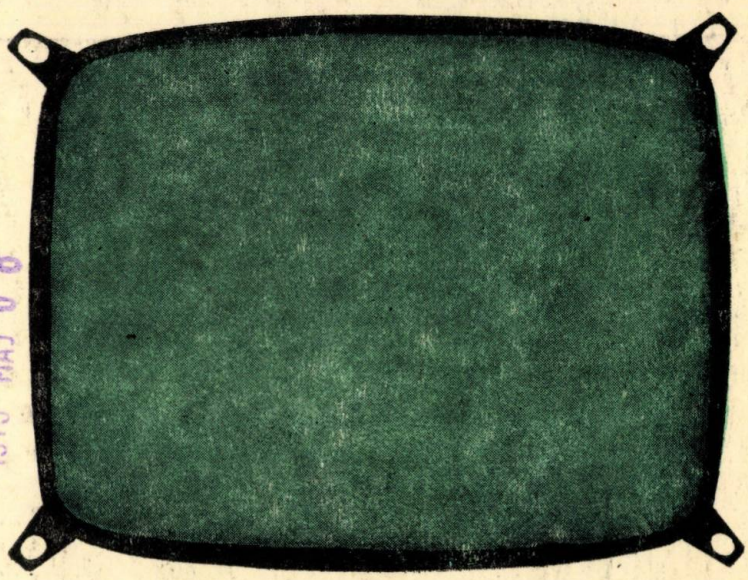
Tensiunea rețelei : 190 V 240 V (50 Hz)
Tensiunea stabilizată reglabilă 210 230 V
Puterea maximă furnizată în sarcină 1 000 VA

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale — FEMI — București, sector 2, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr 9—11, Telefon 33.78.14

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19''), 59 cm (23''), 61 cm (24''), 65 cm (25'') și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.



Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

1973 MAI 0 8

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA